

## СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПАССИВНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ РЕЛЬЕФОМЕТРИИ

### Введение

Одно из перспективных направлений развития радиосистем – следование идеологии так называемого «зеленого инжиниринга» [1], ключевыми положениями которого являются снижение энергопотребления, уменьшение вредного воздействия на окружающую среду и биологические объекты, а также сокращение массогабаритных характеристик систем. Этим требованиям удовлетворяют пассивные радиотехнические системы, обрабатывающие собственное или стороннее переотраженное объектами радиоизлучение.

Пассивные радиотехнические системы широко применяются для решения различных задач дистанционного зондирования. В то же время задачи оценки рельефа (трехмерного картографирования) решаются преимущественно в оптическом диапазоне или методами активной радиолокации. Из анализа [2 – 9] следует, что пассивные радиотехнические системы рельефометрии – одно из перспективных направлений развития радиолокации. На сегодня точность оценивания рельефа активными радиосистемами превосходит пассивные, но развитие сверхширокополосной (СШП) радиоэлементной базы и технологий изготовления высокоскоростных и высокоразрядных программируемых логических интегральных схем позволяет прогнозировать существенное повышение точности пассивных радиосистем. Все это свидетельствует об актуальности проведения исследований по оптимизации алгоритмов обработки СШП радиотепловых сигналов.

В статье решается задача структурного синтеза пассивной СШП радиотехнической системы рельефометрии. Раскрываются следующие три направления, которые в комплексе решают задачу структурного синтеза системы: синтез многоантенного оптимального обнаружителя, который определяет наличие или отсутствие пространственно-протяженного источника радиотеплового излучения в заданной области пространства; синтез алгоритма оптимального оценивания рельефа; разработка структурной схемы пассивной радиотехнической системы. Статья продолжает исследования [2 – 10].

### Оптимальный обнаружитель пространственно-протяженного объекта в заданной области наблюдения

Оценке координат пространственно-протяженного объекта предшествует решение задачи обнаружения этого объекта в заданной зоне наблюдения. Сформулируем и решим задачу обнаружения в предположении, что заданной является геометрия  $N$ -элементной антенной системы, а входные тракты приемников, установленных после каждой антенны, удовлетворяют условию сверхширокополосности. При этом каждая из антенн находится (по отношению к источнику излучения) в дальней зоне Фраунгофера, а в целом сфокусированная на объект антенная система – в ближней зоне Френеля.

**Формулировка задачи и исходные данные.** По сигналам на выходах  $N$ -элементной антенной системы, регистрируемым в аддитивной смеси с гауссовскими шумами, необходимо подтвердить одну из гипотез  $H_1$  (присутствует протяженный объект в области пересечения отдельных антенн всей системы) или  $H_0$  (протяженный объект в области пересечения отдельных антенн всей системы отсутствует). Предполагается, что протяженный объект может находиться в пределах дальностей  $[R_{\min}; R_{\max}]$ . Управление диаграммами направленности (ДН) всех антенн осуществляем таким образом, чтобы их главные лепестки направлялись в одну и ту же область пространства.

Соответственно сформулированной задаче запишем систему уравнений наблюдения в следующем виде [10]:

$$\{u_i(t)\}_{i=1}^N = \{\varepsilon s(t - \tau_{li}) + (1 - \varepsilon)s_i(t) + n_i(t) + n_{r,i}(t)\}_{i=1}^N, \quad (1)$$

где  $\varepsilon$  – коэффициент статистической связи между наблюдениями  $u_i(t)$  и  $u_j(t)$ ,  $i, j = 1..N; i \neq j$  (предполагаем, что  $\varepsilon = 1$ , если  $i$ -я и  $j$ -я антенны сфокусированы на некоторый участок протяженного объекта и  $\varepsilon = 0$ , если это условие не выполняется),  $s(t)$  – радиометрический сигнал, излучаемый некоторой областью протяженного объекта, регистрируемый всеми антеннами,  $s_i(t)$  – сигнал на выходе додетекторной части  $i$ -го канала, не коррелированный с аналогичными сигналами на выходах остальных  $N - 1$  антенн,  $n_i(t)$  – аддитивные шумы в  $i$ -м канале,  $n_{r,i}(t)$  – регулирующие шумы, исключаяющие сингулярные решения интегральных уравнений,  $\tau_{li}$  – время задержки сигналов между приходом в первую и  $i$ -ю антенны. Антенную систему можно сфокусировать так, что все антенны всегда наблюдают объект под одинаковыми направлениями. При этом можно принять  $\tau_{li} = 0$ .

Спектральные плотности мощности (СПМ) сигналов  $s(t)$  и  $s_i(t)$ :  $N_{0s} = N_{0s,i}$ .

**Статистический синтез оптимального обнаружителя.** Синтезируем оптимальный обнаружитель, сравнивая отношение правдоподобия с порогом. При записи функционалов правдоподобия учтем, что сигналы непрерывные и наблюдаются на выходе додетекторных частей приемников, передаточные характеристики которых ограничивают (условие сверхширокополосности выполняется) полосу принимаемых частот. Поэтому наблюдения будут коррелированы, а функционал правдоподобия запишем в виде

$$p(\vec{u} | \varepsilon) = k \exp \left[ -0,5 \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2, \varepsilon) \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2 \right], \quad (2)$$

где  $\underline{W}(t_1, t_2, \varepsilon)$  – матрица, обратная матрице корреляционных функций наблюдений  $\underline{R}(t_1, t_2, \varepsilon) = \langle \vec{u}^T(t_1) \vec{u}(t_2) \rangle$  (здесь  $\langle \cdot \rangle$  – знак статистического усреднения), рассчитанная для случаев  $\varepsilon = 1$  и  $\varepsilon = 0$ ;  $k$  – коэффициент, который в непрерывной записи уравнения приводит к сингулярным решениям (исключения составляют производные от него и отношения подобных коэффициентов, вычисляемые соответственно в задачах оценки параметров и задачах обнаружения).

Отношение правдоподобия запишем в виде

$$\frac{p(\vec{u} | 1)}{p(\vec{u} | 0)} = \frac{k_1}{k_0} \exp \left\{ 0,5 \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2, 0) \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2 - 0,5 \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \underline{W}(t_1, t_2, 1) \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2 \right\} > \frac{P_0}{P_1}, \quad (3)$$

где  $P_0$  и  $P_1$  – вероятности отсутствия ( $\varepsilon = 0$ ) и наличия ( $\varepsilon = 1$ ) участка протяженного объекта в заданной области дальностей,  $p(\vec{u} | 0)$  и  $p(\vec{u} | 1)$  – функционалы правдоподобия для  $\varepsilon = 0$  и  $\varepsilon = 1$ , « $T$ » – оператор транспонирования.

Следует отметить, что получить решение (3) в аналитическом виде удастся только для ограниченного числа функций. Учитывая стационарность и гауссовость процессов, входящих в уравнение наблюдения, а также то, что время наблюдения  $T$  значительно превосходит интервал корреляции, найдем решение (3) в спектральной области, для чего вычислим его преобразование Фурье

$$\frac{p(\vec{u} | 1)}{p(\vec{u} | 0)} = \frac{k_1}{k_0} \exp \left\{ \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}^+(j\omega) \underline{G}^{-1}(\omega, 0) \vec{U}(j\omega) d\omega - \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}^+(j\omega) \underline{G}^{-1}(\omega, 1) \vec{U}(j\omega) d\omega \right\} > \frac{P_0}{P_1}, \quad (4)$$

где  $\vec{U}(j\omega) = \|\dot{U}_1(j\omega) \dots \dot{U}_N(j\omega)\|^T$ ,  $\vec{U}^+(j\omega) = [\vec{U}^*(j\omega)]^T = \|\dot{U}_1^*(j\omega) \dots \dot{U}_N^*(j\omega)\|$ ;  $\dot{U}_i(j\omega) = F\{u_{iT}(t)\}$  – спектр ограниченного интервалом  $(0, T)$  наблюдения  $u_i(t)$  в  $i$ -м кана-

ле; «\*» – оператор комплексного сопряжения; «<sup>+</sup>» – оператор эрмитового сопряжения;  $F\{\cdot\}$  – оператор прямого преобразования Фурье,  $\omega = 2\pi f$ ,  $\underline{G}^{-1}(\omega, \varepsilon) = F\{\underline{W}(t_1 - t_2, \varepsilon)\}$ .

Матрицу СПМ найдем, вычисляя преобразование Фурье от матрицы корреляционных функций в следующем виде:

$$G_{ij}(\omega, 0) = \begin{cases} G_{\Sigma}(\omega, 0), & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad G_{ij}(\omega, 1) = \begin{cases} G_{\Sigma}(\omega, 1), & i = j, \\ G_s(\omega), & i \neq j, \end{cases} \quad (5)$$

где  $G_{i\Sigma}(\omega, 0) \approx G_{i\Sigma}(\omega, 1) = G_{\Sigma}(\omega) = G_s(\omega) + G_n(\omega) + G_r(\omega)$ . В дальнейшем воспользуемся сокращенными записями  $G_{\Sigma}(\omega) = G_{\Sigma}$ ,  $G_s(\omega) = G_s$ ,  $\dot{U}_i(j\omega) = \dot{U}_i$ ,  $\dot{U}_i^*(j\omega) = \dot{U}_i^*$ .

Тогда элементы матриц, обратных матрицам СПМ, найдем в виде

$$G_{ij}^{-1}(\omega, 0) = \begin{cases} G_{\Sigma}^{-1}, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad G_{ij}^{-1}(\omega, 1) = \begin{cases} \Delta_{N-1}\Delta_N^{-1}, & i = j, \\ -A_N\Delta_N^{-1}, & i \neq j \end{cases} = \begin{cases} \alpha, & i = j, \\ -\beta, & i \neq j, \end{cases} \quad (6)$$

где  $\Delta_N = |\underline{G}| = (G_{\Sigma} - G_s)^{N-1} [G_{\Sigma} + (N-1)G_s]$  – определитель матрицы СПМ  $\underline{G}(\omega, 1)$ ;  $A_N = G_s(G_{\Sigma} - G_s)^{N-2}$  – недиагональный элемент присоединенной матрицы  $adj[\underline{G}(\omega, 1)]$ .

Подставив (6) в (4), перепишем (4) в таком виде

$$\frac{p(\bar{u} | 1)}{p(\bar{u} | 0)} = \frac{k_1}{k_0} \exp \left\{ \frac{1}{4\pi} \left( \int_{-\infty}^{\infty} \beta \sum_{i \neq j}^N (\dot{U}_i^* \dot{U}_j + \dot{U}_i \dot{U}_j^*) d\omega - \int_{-\infty}^{\infty} (\alpha - G_{\Sigma}^{-1}) \sum_{i=1}^N |\dot{U}_i|^2 d\omega \right) \right\} \begin{matrix} > P_0 \\ < P_1 \end{matrix} \quad (7)$$

В результате решения получим алгоритм оптимального обнаружения протяженных объектов в следующем виде:

$$Z_{NW} = \sum_{i < j}^N \int_0^T u_{iW}(t) u_{jW}(t) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} Z_0, \quad (8)$$

где  $u_{iW}(t) = F^{-1}\{\dot{U}_{iW}(j\omega)\} = F^{-1}\{|\dot{K}_W(j\omega)|\dot{U}_i(j\omega)\}$ ;  $Z_0$  – порог;

$|\dot{K}_W(j\omega)| = |\dot{K}_H(j\omega)| [|\dot{K}_H(j\omega)|^4 + W_1 |\dot{K}_H(j\omega)|^2 + W_2]^{-0.5}$  – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) выбеливающего фильтра;  $|\dot{K}_H(j\omega)| = |\dot{K}(j\omega)|/K_0$  – нормированная АЧХ фильтра, согласованного с АЧХ додетекторной части  $i$ -го приемника (предполагаем, что все додетекторные части одинаковые);

$$W_1 = |\dot{K}_0|^{-2} (N \cdot N_{0s} + 2N_{0n}) N_{0r} [(N \cdot N_{0s} + N_{0n}) N_{0n}]^{-1}, \quad W_2 = N_{0r}^2 |\dot{K}_0|^{-4} [(N \cdot N_{0s} + N_{0n}) N_{0n}]^{-1}.$$

Построим кривые обнаружения для оценки качества обнаружения. Условную плотность распределения вероятности запишем в виде

$$p(Z_{NW} | \varepsilon) = \left[ \sqrt{2\pi} \sigma_{Z_{NW}(\bar{u}|\varepsilon)} \right]^{-1} \exp \left\{ -0,5 [Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon) - \langle Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon) \rangle]^2 \sigma_{Z_{NW}(\bar{u}|\varepsilon)}^{-2} \right\}, \quad (9)$$

где  $Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon)$  – выходной эффект;  $\langle \cdot \rangle$  – оператор статистического усреднения;  $\sigma_{Z_{NW}(\bar{u}|\varepsilon)}^2$  – дисперсия  $Z_{NW}(\bar{u} | \varepsilon)$ .

Пронормируем  $Z_{NW}$  и представим её в виде  $\eta_N = Z_{NW} / T \Delta f_r K_0^2 k_B$ . Нормированная  $\eta_N$  как  $Z_{NW}$  и распределена по нормальному закону и имеет следующие среднее и дисперсию (рассчитано с учетом вероятности обоих значений  $\varepsilon = 0$ ,  $\varepsilon = 1$ ):

$$\langle \eta_N(\bar{u} | 0) \rangle = 0, \quad \langle \eta_N(\bar{u} | 1) \rangle = 0,5N(N-1)T_s^{\circ}, \quad (10)$$

$$\sigma_{\eta_N(\bar{u}|0)}^2 = 0,25N(N-1) \left[ K_0^2 (T_s^{\circ} + T_n^{\circ}) + T_r^{\circ} \right] \left[ K_0^2 (T_s^{\circ} + T_n^{\circ}) \Delta f_r + T_r^{\circ} S_W \right] T^{-1} \Delta f_r^{-2} K_0^{-4}, \quad (11)$$

$$\sigma_{\eta_N(\bar{u}|1)}^2 = 0,25N(N-1) \left[ K_0^2 (2T_s^{\circ} + T_n^{\circ}) + T_r^{\circ} \right] \left[ K_0^2 (T_s^{\circ} + T_n^{\circ}) \Delta f_r + T_r^{\circ} S_W \right] T^{-1} \Delta f_r^{-2} K_0^{-4}. \quad (12)$$

В выражениях (11), (12)  $2\Delta f_r = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}_W(j\omega)|^2 d\omega$  – ширина полосы додетекторной части оптимального обнаружителя, АЧХ додетекторной части имеет вид  $|\dot{M}_W(j\omega)| = |\dot{K}_H(j\omega)| \cdot |\dot{K}_W(j\omega)|$ ,  $2S_W = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_W(j\omega)|^2 d\omega$ ,  $T_s^\circ$ ,  $T_n^\circ$  и  $T_r^\circ$  – эффективные температуры источника, приемника и регулизирующей добавки.

Выражения (10) – (12) следует подставить в (9). Получим плотности вероятностей, которые при использовании 2, 3 и 4 антенн примут вид, показанный на рис. 1.

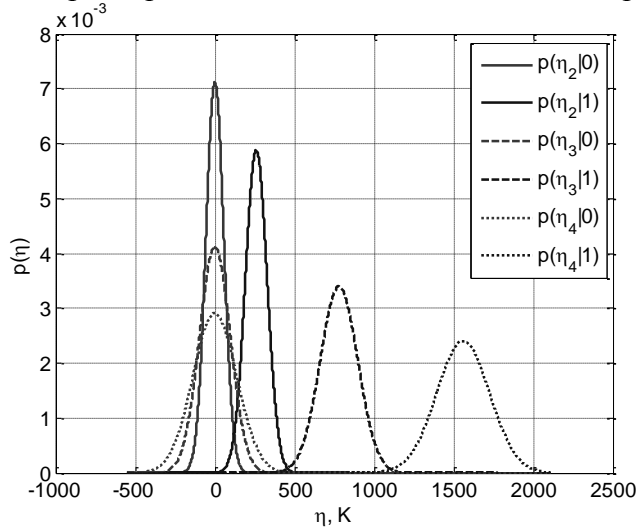


Рис. 1. Плотности вероятностей распределения достаточных статистик  $\eta$  для различного количества антенн

Из анализа рис. 1 следует следующая закономерность: увеличение числа антенн в системе приводит к повышению соотношения сигнал/шум и, соответственно, расстояние между кривыми, описывающими плотности вероятности  $p(\eta_N | 1)$  и  $p(\eta_N | 0)$ , увеличивается. Пояснить разницу энергий можно из анализа выражений (10) – (12). Увеличение числа антенн  $N$  повышает среднеквадратическое отклонение  $\eta_N(\bar{u} | \varepsilon)$  в  $\sqrt{0.5N(N-1)}$  раз, математическое ожидание  $\langle \eta_N(\bar{u} | 1) \rangle$  – в  $0.5N(N-1)$  раз, а  $\langle \eta_N(\bar{u} | 0) \rangle = 0$ . Плотности  $p(\eta_N | 1)$  и  $p(\eta_N | 0)$  расширяются медленнее, чем увеличивается расстояние между ними. Увеличение  $N$  сопровождается сужением кривых  $p(\eta_N | 1)$  и  $p(\eta_N | 0)$  и увеличением рас-

стояния между ними, что сопровождается повышением качества обнаружения, которое оценивается вероятностью правильного обнаружения при заданном уровне ложной тревоги.

Значительное влияние на качественные характеристики обнаружения оказывает и переход к обработке СШП сигналов. Из анализа выражений (11), (12) следует, что расширение полосы частот уменьшает дисперсию (сужает кривую  $p(\eta_N | 1)$ ) обратно пропорционально ширине полосы пропускания.

Рассмотрим вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги

$$L(\eta_0) = 1 - F(\eta_0 \sigma_{\eta(\mathbf{u}|0)}^{-1}) = 0,5 \left[ 1 - \Phi(\eta_0 \sigma_{\eta(\mathbf{u}|0)}^{-1}) \right], \quad (13)$$

$$D(\eta_0) = F[\mu_{\varepsilon} - \eta_0 \sigma_{\eta(\mathbf{u}|1)}^{-1}] = 0,5 \left[ 1 - \Phi(\eta_0 \sigma_{\eta(\mathbf{u}|1)}^{-1} - \mu_{\varepsilon}) \right], \quad (14)$$

где  $F(y) = (2\pi)^{-0,5} \int_{-\infty}^y e^{-0,5x^2} dx$ ,  $\Phi(y) = 2(2\pi)^{-0,5} \int_0^y e^{-0,5x^2} dx$ ,

$$\mu_{\varepsilon(N)} = \sqrt{0,5N(N-1)T_s^\circ} \sqrt{T\Delta f_r} K_0^2 \left( 0,5 \left[ K_0^2(2T_s^\circ + T_n^\circ) + T_r^\circ \right] \left[ K_0^2(T_s^\circ + T_n^\circ)\Delta f_r + T_r^\circ S_W \right] \right)^{-0,5} \quad (15)$$

– радиометрическое отношение сигнал/шум.

Регулирующая добавка, вводимая в уравнение наблюдения не должна существенно влиять на результаты измерений. Это достигается тем, что СПМ регулилирующей добавки пренебрежимо в сравнении с СПМ сигнала и внутренних шумов приемника, т.е.  $N_{0r} \ll N_{0s}$ ,  $N_{0r} \ll N_{0n}$ . Представим (11), (12), (15) в виде

$$\sigma_{\eta_N(\bar{u}|0)}^2 \approx 0,5N(N-1)(T_s^\circ + T_n^\circ)^2 M^{-1}, \quad (16)$$

$$\sigma_{\eta_N(\bar{u}|1)}^2 \approx 0,5N(N-1)(2T_s^\circ + T_n^\circ)(T_s^\circ + T_n^\circ) M^{-1}, \quad (17)$$

$$\mu_{\varepsilon(N)} \approx \mu \sqrt{0,5N(N-1)} \sqrt{M}, \quad (18)$$

где  $\mu = T_s^\circ / \sqrt{(2T_s^\circ + T_n^\circ)(T_s^\circ + T_n^\circ)}$ ,  $M = 2T\Delta f_r$  – число некоррелированных отсчетов.

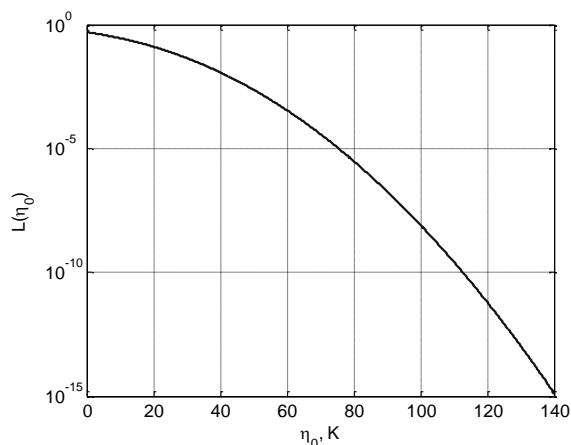


Рис. 2. Зависимость вероятности ложной тревоги от порога

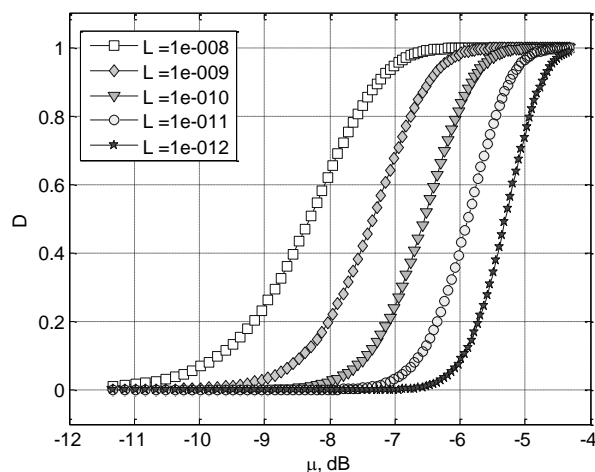


Рис. 3. Кривые обнаружения

На рис. 2, 3 показаны графики зависимости вероятности ложной тревоги  $L_N(\eta_0)$  от порога  $\eta_0$  (рис. 2) и кривые обнаружения от отношения сигнал/шум  $\mu$  и вероятности ложной тревоги  $L$  (рис. 3). При моделировании использованы следующие исходные значения  $T_s^\circ = 260\text{K}$ ,  $T_n^\circ = 300\text{K}$ ,  $M = 10^3$ ,  $N = 2$ , характерные для задач дистанционного зондирования Земли.

Из (13), (14) следует методика определения качественных показателей обнаружения. Пусть заданы параметры системы и для каждого заданного значения вероятности ложной тревоги  $L_N(\eta_0)$  требуется найти значение порога  $\eta_0$  (графическим методом по предварительно построенному графику  $L_N(\eta_0)$  (рис. 2)). Для различных значений вероятности ложной тревоги построим кривые обнаружения, как показано на рис. 3. Затем по заданному значению соотношения сигнал/шум  $\mu_{Э(N)}$ , найденному по величине  $M$ , определим вероятность правильного обнаружения.

В случае принятия гипотезы  $H_1$  (обнаружение протяженного источника радиотеплового излучения) радиотехническая система должна оценить координаты этого объекта и сформировать его рельеф. Данная задача решается в следующем подразделе.

### Статический синтез алгоритма оптимального измерения координат протяженного объекта

Синтезируем алгоритм оценки координат протяженного объекта методом максимального правдоподобия. Начальные данные остаются теми же, что и в предыдущем подразделе, но задача относится к классу оценок постоянных параметров [11, 12].

**Формулировка задачи и исходные соотношения.** По наблюдениям сигналов на фоне помех на выходах додетекторных частей  $N$ -элементной пассивной радиотехнической системы требуется синтезировать алгоритм оптимального оценивания координат протяженного объекта. Это тождественно поиску положений различных участков протяженного объекта и измерению к каждому из них дальности относительно фазового центра антенной системы, что может быть выполнено, например, в виде поиска соответствующего вектора  $\vec{r} = (x', y', z')$  дальностей.

Аналогично (1) (но уже  $\varepsilon = 1$ ) уравнение наблюдения выразим следующим образом:

$$\{u_N(t - \tau_{1N})\}_{i=1}^N = \{s_N(t - \tau_{1N}) + n_N(t) + n_{rN}(t)\}_{i=1}^N, \quad (19)$$

где, очевидно,  $\tau_{11} = 0$ .

Согласно постановке общей задачи структурного синтеза, сигналы в различных каналах отличаются временем запаздывания их прихода в разные антенны, относительно фазового

центра антенной системы, расположенного в первой антенне. Математически это выразим так:  $s_1(t) = s_2(t - \tau_{12}) = \dots = s_N(t - \tau_{1N})$ .

Решение задачи оценки параметров требует использования тонкой структуры сигнала, т.е. знания его модели. В рассматриваемой постановке на основе анализа физики радиотеплового излучения и распространения радиоволн предлагается следующая модель сигнала

$$\left\{ s_i(t - \tau_{1i}, \vec{\vartheta}_{0i}) \right\}_{i=1}^N = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_i(f, \vec{\vartheta}, \vec{\vartheta}_{0i}) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{K}(j2\pi f) \exp \left\{ j2\pi f \left[ t - R_{0i}(\vec{\vartheta}) c^{-1} \right] \right\} df d\vec{\vartheta} \right\}_{i=1}^N =$$

$$= \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_i(f, \vec{\vartheta}, \vec{\vartheta}_{0i}) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{K}(j2\pi f) \exp \left\{ j2\pi f \left[ t - R_{01}(\vec{\vartheta}) c^{-1} - \tau_{1i} \right] \right\} df d\vec{\vartheta} \right\}_{i=1}^N,$$

где  $\dot{F}_i(f, \vec{\vartheta}, \vec{\vartheta}_{0i})$  – ДН  $i$ -й антенны,  $\dot{A}(f, \vec{\vartheta})$  – спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды радиотеплового излучения,  $\dot{K}(j2\pi f)$  – передаточная характеристика додетекторной части (предполагается, что у всех каналов передаточные характеристики идентичны),  $R_{0i}(\vec{\vartheta}) = R_{01}(\vec{\vartheta}) + c\tau_{1i}$  – расстояние от фазового центра  $i$ -й антенны до элемента, на который фокусирует эта антенна,  $c$  – скорость распространения радиоволн.

**Решение задачи.** Алгоритм оценивания вектора  $\vec{r}$  получим методом максимального правдоподобия из решения следующего уравнения правдоподобия

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_0^T \int_0^T \frac{\partial R_{ij}(t_1, t_2, \vec{r})}{\partial \vec{r}} W_{ji}(t_1, t_2, \vec{r}) dt_1 dt_2 = - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_0^T \int_0^T \frac{\partial W_{ij}(t_1, t_2, \vec{r})}{\partial \vec{r}} u_i(t_1) u_j(t_2) dt_1 dt_2, \quad (21)$$

где  $R_{ij}(t_1, t_2, \vec{r}) = \langle u_i(t_1) u_j(t_2) \rangle$  – элементы матрицы корреляционных функций;  $W_{ij}(t_1, t_2, \vec{r})$  – элементы матрицы, обратной матрице корреляционных функций, определяемые из интегрально-матричного уравнения обращения, которое в координатной форме примет вид

$$\sum_{j=1}^N \int_0^T R_{ij}(t_1, t_2, \vec{r}) W_{jk}(t_2, t_3, \vec{r}) dt_2 = \delta_{ik} \delta(t_1 - t_3), \quad (22)$$

где  $\delta_{ik}$  – символ Кронекера,  $\delta(t)$  – дельта-функция

Оптимальный метод оценивания координат  $\vec{r}$  получим из решения уравнения правдоподобия (21). Воспользовавшись рассуждениями, проведенными перед выражением (4), перепишем (21) в спектральной форме

$$\frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} G_{ji}^{-1}(\omega, \vec{r}) d\omega = - \frac{1}{2\pi T} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}^{-1}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} \dot{U}_i^*(j\omega) \dot{U}_j(j\omega) d\omega, \quad (23)$$

где

$$\frac{\partial G_{ij}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} = j\omega G_s(\omega) \begin{cases} 0, & i = j; \\ \tau'_{ij} e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j, \end{cases} \quad \tau'_{ij} = \frac{\partial \tau_{ij}(\vec{r})}{\partial \vec{r}} \quad (24)$$

$$G_{ij}^{-1}(\omega, \vec{r}) = \begin{cases} \Delta_{N-1}(\omega) \Delta_N^{-1}(\omega), & i = j; \\ -A_N(\omega) \Delta_N^{-1}(\omega) e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j \end{cases} = \begin{cases} \alpha(\omega), & i = j; \\ -\beta(\omega) e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j \end{cases} \quad (25)$$

– элементы матрицы, обратной матрицы СПМ,

$$\frac{\partial G_{ij}^{-1}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} = -j\omega\beta(\omega) \begin{cases} 0, & i = j; \\ \tau'_{ij} e^{j\omega\tau_{ij}(\vec{r})}, & i \neq j. \end{cases} \quad (26)$$

Подставив (24) – (26) в (23) и возвращаясь во временную область, получим алгоритм оценивания вектора  $\vec{r}$ , характеризующего дальность до обнаруженного участка протяженного объекта, в следующем виде:

$$\frac{\partial}{\partial \vec{r}} \sum_{i,j=1; i < j}^N \int_0^T u_{iW}(t) u_{jW}[t - \tau_{ij}(\vec{r})] dt = 0. \quad (27)$$

Алгоритм (27) предполагает выполнение следующих шагов:

- 1) обеление наблюдения  $u_i(t)$ ,  $i = 1..N$  (прохождение сигнала через фильтры с АЧХ  $|\dot{K}_H(j\omega)|$  и  $|W(\omega)|$ );
- 2) расчет функций пространственно-временной корреляции между наблюдениями, принятыми различными антеннами;
- 3) суммирование всех корреляционных функций;
- 4) измерение направлений всех антенн, при которых достигается максимум суммарной пространственно-временной корреляционной функции;
- 5) расчет дальности до участка протяженного источника согласно выражению

$$R_{01} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=2}^N |\overline{O'_i O'_i}| \sin(\bar{\mathcal{G}}_{0i}, \overline{O'_i O'_i}) \left[ \sin \left[ (\bar{\mathcal{G}}_{0i}, \overline{O'_i O'_i}) + (\bar{\mathcal{G}}_{01}, \overline{O'_1 O'_1}) \right] \right]^{-1}; \quad (28)$$

- б) расчет координат всех элементарных площадок согласно выражению

$$(x', y', z') = R_{01} (\mathcal{G}_{01x}, \mathcal{G}_{01y}, \mathcal{G}_{01z}) + (x'_1, y'_1, z'_1). \quad (29)$$

Следует отметить, что оценить все координаты элементарных (разрешаемых) площадок протяженного объекта можно одним из следующих способов:

- использовать последовательное во времени сканирование по всем площадкам;
- сформировать веер парциальных лучей ДН и параллельно (одновременно) оценить множество дальностей.

Каждый из этих способов имеет свои достоинства и недостатки и влияет только на способ технической реализации радиотехнической системы.

Оценим качество синтезированного алгоритма для чего найдем предельную погрешность измерения координат. Элементы матрицы Фишера найдем сразу в спектральной области в виде

$$\Phi_{\vec{r}, \vec{r}} = - \frac{T}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i,j=1}^N \frac{\partial G_{ij}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} \frac{\partial G_{ji}^{-1}(\omega, \vec{r})}{\partial \vec{r}} d\omega \Big|_{\vec{r}=\vec{r}}. \quad (30)$$

Воспользовавшись (24), (26) и проведя вычисления, найдем выражение для предельной погрешности в следующем виде:

$$\sigma_{\vec{r}}^2 = \Phi_{\vec{r}, \vec{r}}^{-1} = - \frac{2}{\mu^2 q} \left( \frac{d^2 r_{sW}(\tau)}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} \right)^{-1} = \frac{2}{\mu^2 q \Omega_e^2}, \quad (31)$$

где  $\Omega_e^2 = \frac{d^2 r_{sW}(\tau)}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0}$ ,  $r_{sW}(\tau) = \frac{1}{4\pi \Delta f_r} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}_W(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega$ ,

$$\mu = \sqrt{T 2\Delta f_r} N_{0s} [N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2]^{-0.5} = \sqrt{M} N_{0s} [N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2]^{-0.5} \quad (32)$$

– отношение сигнал/шум,

$$q = - \sum_{i,j=1}^T (\tau'_{ij} \tau'_{ji})^2 = \sum_{i,j=1}^T (\tau'_{ij})^2. \quad (33)$$

Потенциальную флуктуационную чувствительность [13] системы найдем в виде

$$\Delta T_{\min}^{\circ} = \sqrt{\frac{\pi}{k_B \Delta f_r T}} \sqrt{N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2 N_{0s}^{-1}} \left( \sum_{i,j=1}^N (\tau'_{ij})^2 \frac{d^2}{d\tau^2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}_W(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega \right)^{-0,5}. \quad (34)$$

Из анализа (34) следует, что потенциальная флуктуационная чувствительность зависит от времени наблюдения  $T$ , ширины рабочей полосы частот отношения сигнал/шум и геометрии антенны.

### Структурная схема пассивной радиотехнической системы

Структурную схему пассивной радиотехнической системы построим согласно операциям обработки сигналов, определенных из уравнений (8) и (27), в виде, показанном на рис. 4. На рис. 4 введены следующие обозначения:  $A_i$  ( $i = 1..N$ ) –  $i$ -я антенна, ЦУ – центр управления направлениями ДН всех антенн в системе, БУ $_i$  ( $i = 2..N$ ) – блок управления направлением ДН антенны  $A_i$ ,  $\times$  – умножитель,  $\int dt$  – интегратор,  $\Sigma$  – блок суммирования, ЛЗ – управляемая линия задержки,  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  – ключи, ПУ – пороговое устройство, ЭВМ – электронная вычислительная машина, реализующая алгоритмы обнаружения и построения трехмерной карты в зависимости от того, какая программа (1 или 2) выбрана.

### Имитационное моделирование

Подтверждение достоверности синтезированных алгоритмов получим методом имитационного моделирования. Воспользуемся для этого участком карты местности, трёхмерный вид рельефа которой показан на рис. 5, а. На рис. 5, б показан результат восстановления рельефа, полученный в результате моделирования работы синтезированной пассивной радиотехнической системы.

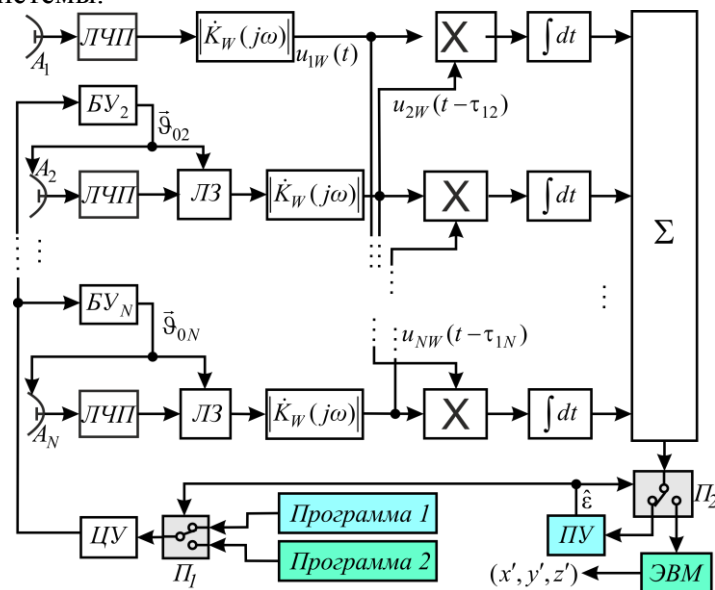


Рис. 4. Обобщенная структурная схема РМС трехмерного картографирования пространственно-протяженных объектов

Моделирование выполнялось в предположении, что имеется 5 антенн. Геометрия антенной системы – эквидистантно по кругу, образуя правильный пятиугольник. Передаточная характеристика додетекторной части приемника удовлетворяла условию СШП (показатель широкополосности 0,7). При моделировании предполагалось, что система движется над поверхностью на фиксированной высоте, а линия пути примерно соответствует растровой развертке. Предполагалось также, что обнаружение выполняется с вероятностью 1, т.е. ошибки 1 и 2 рода отсутствуют.



Из анализа рис. 6 следует, что разрешение пассивной радиотехнической системы не позволило восстановить относительно мелкий рельеф. В то же время крупномасштабная структура рельефа восстановлена в виде, приемлемом для визуального восприятия.

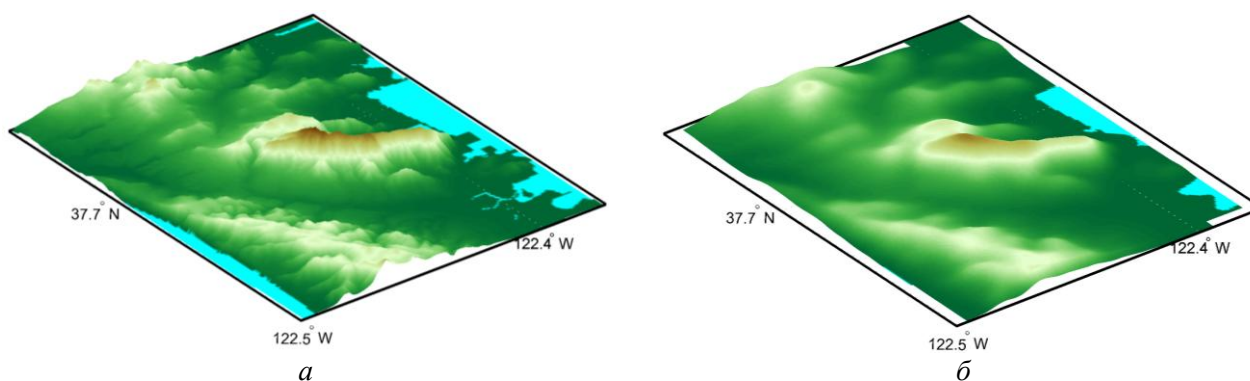


Рис. 5. Истинный рельеф в 3D – а и его оценка – б

## Выводы

Решена задача сквозного структурного синтеза пассивной радиотехнической системы, обеспечивающей построение рельефа протяженного объекта. Получены аналитические выражения для анализа качества системы при её работе в режимах обнаружения и оценки дальностей до различных участков протяженного объекта (формировании рельефа). Показано, что качество обнаружения и оценок существенно зависят от ширины рабочей полосы частот додетекторной части приемника, поэтому переход к обработке СШП пространственно-временных сигналов является актуальным направлением для создания высокоточных пассивных радиотехнических систем.

**Список литературы:** 1. *12 Principles of Green Engineering*. <https://www.acs.org/content/acs/en/greenchemistry/what-is-green-chemistry/principles/12-principles-of-green-engineering.html> 2. *Волосюк, В. К.* Радиометрическое измерение дальности до пространственно-протяженного объекта / В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Ву Та Кыонг // Прикладная радиоэлектроника. – 2014. – Т. 13, № 2. – С. 105–111. 3. *Волосюк, В. К.* Радиометрический метод рельефометрии пространственно-протяженного объекта / В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Та Кыонг Ву, А.В. Одокиенко // Системы обработки информации. – 2014. – Вып. 6. – С. 22–27. 4. *Волосюк, В. К.* Разработка метода построения 3D радиометрических изображений пространственно-протяженных объектов / В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Ву Та Кыонг // Труды 7-й Междунар. конф. «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации». – 2014. – С. 143–147. 5. *Павликов, В.В.* Новый эвристический алгоритм оценивания дальности в двухканальном радиометре / В.В. Павликов, Ву Та Кыонг // Материалы XVII междунар. молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». – 2014. – Т. 3. – С. 147–148. 6. *Ву Та, Кыонг.* Оптимальное обнаружение в заданной зоне обзора пространственно-протяженного источника радиотеплового излучения / Ву Та Кыонг, Е. Н. Тимошук // Прикладная радиоэлектроника. – 2015. – Том 14, № 2. – С. 145–149. 7. *Синтез* оптимального обнаружителя в многоантенной радиометрической системе / В. К. Волосюк, Кыонг Ву Та, Е. Н. Тимошук, С. С. Жила // Радиотехника. – 2015. – Вып. 182. – С. 5–12. 8. *Волосюк, В. К.* Алгоритм обработки сверхширокополосных пространственно-временных радиометрических сигналов для оптимального оценивания дальности до участка пространственно-протяженного объекта / В. К. Волосюк, В. В. Павликов, Ву Та Кыонг // Физические основы приборостроения. – 2015. – Т. 4, № 1. – С. 42–55. 9. *Optimal algorithm for 3D imaging of spatially extended object* / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, Vu Ta Cuong, O. M. Tymoshchuk // Proceedings of 2015 X Anniversary International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). – Kharkiv, 2015. – P. 182–184. 10. *Фалькович, С. Е.* Основы статистической теории радиотехнических систем : учеб. пособие / С. Е. Фалькович, П. Ю. Костенко. – Харьков : ХАИ, 2005. – 390 с. 11. *Волосюк, В.К.* Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко ; под ред. В.Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с. 12. *Волосюк, В. К.* Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа / В. К. Волосюк, В. В. Павликов // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, № 3. – С. 285–294.

Киевская государственная академия водного транспорта  
имени гетмана Петра Конашевича-Сагайдачного

Поступила в редколлегию 08.04.2016