

УДК 519.6: 629.7.036.3

В. К. ВОЛОСЮК<sup>1</sup>, КЫОНГ ВУ ТА<sup>1</sup>, Е. Н. ТИМОЩУК<sup>2</sup>

<sup>1</sup> *Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина*  
<sup>2</sup> *Киевская государственная академия водного транспорта им. гетмана Петра Конашевича-Сагайдачного, Украина*

## СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С N АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДО ЗАДАННОГО УЧАСТКА ПРОСТРАНСТВЕННО-ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА

*Синтезирован алгоритм оптимальной обработки сигналов в радиометрических системах с N антенными решетками для оценивания дальности до элемента пространственно-протяженного объекта. На основе синтезированного алгоритма, разработана структурная схема дальномерной пассивной многопозиционной системы. В отличие от известных, синтезированный алгоритм и схема содержат декоррелирующие фильтры, которые расширяют полосу рабочих частот приемника, уменьшают интервал корреляции случайных процессов, увеличивают число их некоррелированных отсчетов и повышают точность оценивания дальности. Найдено аналитическое выражение для предельной погрешности оценки дальности.*

**Ключевые слова:** радиометрия, оценка дальности, пространственно-протяженный объект, многопозиционная система, антенная решетка.

### Введение

Радиометрические системы (РМС), благодаря высокой энергоэффективности и биологической безопасности, широко используют для решения задач дистанционного зондирования в метеорологии, радиоастрономии, мониторинге Земли и околоземного пространства. Часто такие задачи, кроме оценок энергетических параметров исследуемых объектов – характерно для задач радиометрии – могут требовать оценки неэнергетических параметров, например, дальности до объектов. Особенностью метеорологических и мониторинговых исследований является то, что большинство исследуемых объектов являются пространственно-распределенными. Соответственно методы, синтезированные для оценки дальности до точечных источников, необходимо модернизировать. Исследованиям методов оценки дальности до произвольного участка пространственно-протяженного объекта с помощью РМС выполнены в [1–5].

В статье, на основе современных достижений статистической теории РМС [6–10] и продолжая исследования [1], решается общая задача синтеза алгоритма обработки сигналов в РМС с несколькими антенными решетками (АР) для оптимального оценивания дальности до заданного участка пространственно-протяженного объекта.

### Геометрия задачи, постановка задачи исследования и уравнения наблюдения

Геометрия задачи показана на рис. 1, где  $A_{im}$  ( $i=1..M_m$  – индекс, соответствующий номеру антенны в  $m$ -й АР,  $m=1..N$ ) – слабонаправленные антенны, образующие  $m$ -ю АР,  $O'_m$  – фазовый центр  $m$ -й АР,  $D$  – область, ограничивающая пространственно-протяженный объект,  $dS$  – площадь элементарного участка области  $D$ ,  $R_{0m}$  – дальность от фазового центра  $m$ -й АР до элемента  $dS$ ,  $\vec{\Theta}_{0m}$  – вектор направляющих косинусов, характеризующих направление диаграммы направленности (ДН)  $m$ -й АР. Положение фазового центра  $i$ -й антенны  $m$ -й АР характеризуется вектором  $\vec{r}'_{0,im} = \overline{O'_m A_{im}}$ .

Постановка задачи: в РМС с  $N$  АР, необходимо синтезировать оптимальный алгоритм обработки сигналов для оценивания дальности  $R_{01}$  от фазового центра первой АР (антенны  $A_{11}$ ) до произвольного участка  $dS$  области  $D$ , в предположении, что первая АР направлена на элемент  $dS$  ( $\vec{\Theta}_{01}$  известно). Эта задача эквивалентна нахождению направления ДН остальных АР, под которыми наблюдается элемент  $dS$ . Полагается, что сигнал и внутренние шумы на входах приемных каналов – это белые вза-

имно независимые гауссовские процессы с нулевым средним (т.е.  $\langle n_i(t_1)n_j(t_2) \rangle = \langle n_i(t_1)s(t_2, \vec{\lambda}) \rangle = 0$  ( $i \neq j$ ), где  $\langle \cdot \rangle$  – знак статистического усреднения). На основе полученного алгоритма необходимо разработать структурную схему системы.

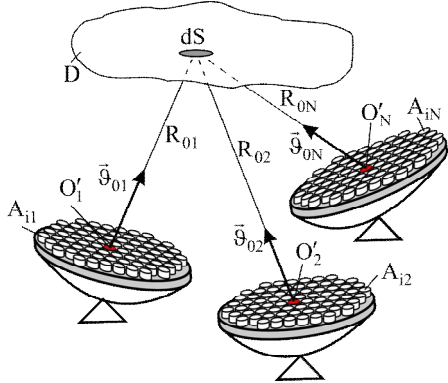


Рис. 1. Геометрия задачи

Уравнение наблюдения на выходе линейной части приемника (ЛЧП)  $i$ -й антенны  $m$ -й АР запишем в виде [1, 5]

$$u_{im}(t, \vec{\theta}_{0m}) = \int_{-\infty}^{\infty} [s_{im}(\tau, \vec{\theta}_{0m}) + n_{im}(\tau)] h(t - \tau) d\tau + n_{r,im}(t), \quad (1)$$

где  $n_{im}(t)$ ,  $n_{r,im}(t)$  – внутренний и регулирующий шумы в  $i$ -м канале  $m$ -й АР,  $h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$  – импульсная характеристика, связанная с частотной характеристикой  $\dot{K}(j\omega)$  посредством преобразования Фурье,  $t \in [0, T]$ .

Сигнал в (1) представим следующим образом:

$$s_{im}(t, \vec{\theta}_{0m}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(f, \vec{\theta}) \dot{F}_{im}(f, \vec{\theta}, \vec{\theta}_{0m}) \times \exp \left\{ j2\pi f \left[ t + \frac{\vec{\theta}_{0m} \vec{\theta}_{0,im}}{c} - \frac{R_{0m}}{c} \right] \right\} df d\vec{\theta}, \quad (2)$$

где  $\dot{A}(f, \vec{\theta})$  – двухсторонняя спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды сигнала,  $R_{0m}$  – расстояние между фазовым центром  $m$ -й АР и участком  $dS$ ,  $\dot{F}_{im}(f, \vec{\theta}, \vec{\theta}_{0m})$  – комплексная ДН  $i$ -й антенны  $m$ -й АР.

Сигналы в разных каналах отличаются временем задержки, т.е.  $s_{im}(t) = s_{jm}(t - \tau_{ij,m})$ ,  $s_{im}(t) = s_{jn}(t - \tau_{ij,mn})$ . Здесь  $\tau_{ij,m}$  – время запаздывания сигнала, принятого  $i$ -й антенной  $m$ -й АР, относительно сигнала, принятого  $j$ -й антенной  $m$ -й

АР,  $\tau_{ij,mn}$  – время запаздывания сигнала, принятого  $i$ -й антенной  $m$ -й АР, относительно сигнала, принятого  $j$ -й антенной  $n$ -й АР. Время  $\tau_{ij,mn}$  можно записать в следующем виде:

$$\tau_{ij,mn} = \tau_{i,m} + \tau_{0,mn} - \tau_{j,n}, \quad (3)$$

где  $\tau_{i,m}$  – время запаздывания сигнала, принятого  $i$ -й антенной  $m$ -й АР, относительно сигнала, принятого опорной антенной  $m$ -й АР (здесь предполагается, что  $A_{1m}$  – опорная антенна для  $m$ -й АР),  $\tau_{0,mn}$  – время запаздывания сигнала, принятого опорной антенной  $m$ -й АР, относительно сигнала, принятого опорной антенной  $n$ -й АР, которое зависит от дальности  $R_{01}$  и всегда удовлетворяет условию [5]

$$\sum_{\substack{m,n=1 \\ m \neq n}}^N \tau_{0,mn} = 0. \quad (4)$$

### Статистический синтез алгоритма

Алгоритм оптимального оценивания дальности  $R_{01}$  найдем из решения уравнения правдоподобия [6, 7]

$$\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{\Sigma_N} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial R_{ij}(t_1, t_2, R_{01})}{\partial R_{01}} W_{ji}(t_1, t_2, R_{01}) dt_1 dt_2 = -\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{\Sigma_N} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial W_{ij}(t_1, t_2, R_{01})}{\partial R_{01}} u_i(t_1) u_j(t_2) dt_1 dt_2, \quad (5)$$

где  $\Sigma_N = \sum_{k=1}^N M_k$  – количество антенн в системе,  $R_{ij}(t_1, t_2, R_{01}) = \langle u_i(t_1) u_j(t_2) \rangle$  –  $ij$ -й элемент корреляционной матрицы  $\underline{R}(t_1, t_2, R_{01})$ ,  $W_{ij}(t_1, t_2, R_{01})$  –  $ij$ -й элемент матрицы, обратной матрице корреляционных функций, элементы которой определяются из уравнения обращения

$$\int_0^T R_{ij}(t_1, t_2, R_{01}) W_{jk}(t_2, t_3, R_{01}) dt_2 = \delta_{ik} \delta(t_1 - t_3),$$

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

Перепишем уравнение правдоподобия (5) в таком виде (сумму  $\sum_{i,j=1}^{\Sigma_N} (\cdot)$  представим в виде

$$\sum_{m,n=1}^N \sum_{i=1}^{M_m} \sum_{j=1}^{M_n} (\cdot) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{M_m} \sum_{j=1}^{M_n} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial R_{ij}^{mn}(t_1, t_2, R_{01})}{\partial R_{01}} W_{ji}^{nm}(t_1, t_2, R_{01}) dt_1 dt_2 = -\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{M_m} \sum_{j=1}^{M_n} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial W_{ij}^{mn}(t_1, t_2, R_{01})}{\partial R_{01}} u_{im}(t_1) u_{jn}(t_2) dt_1 dt_2, \quad (6)$$

где верхний индекс  $mn$  обозначает номер подматрицы.

Используя известное свойство [6] энергетического спектра  $\underline{G}^{-1}(\omega, R_{01}) = F\{\underline{W}(\tau, R_{01})\}$  запишем уравнение правдоподобия (6) в спектральной форме

$$\begin{aligned} & \frac{T}{2\pi} \sum_{m=1}^N \sum_{i=1}^{M_m} \sum_{j=1}^{M_n} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}^{mn}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} G_{ji}^{-1, mn}(\omega, R_{01}) d\omega = \\ & = \frac{-1}{2\pi} \sum_{m=1}^N \sum_{i=1}^{M_m} \sum_{j=1}^{M_n} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}^{-1, mn}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} \dot{U}_{im}^*(j\omega) \dot{U}_{jn}(j\omega) d\omega, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$\frac{\partial G_{ij}^{mn}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} = \begin{cases} 0, & m = n, i = j; \\ 0, & m = n, i \neq j; \\ j\omega G_s \tau'_{0, mn} e^{\gamma_{ij, mn}}, & m \neq n \end{cases} \quad (8)$$

– производная по  $R_{01}$  от  $ij$ -го элемента  $mn$ -й подматрицы матрицы спектральной плотности мощности (СПМ)  $\underline{G}(\omega, R_{01})$ ,  $\tau'_{0, mn} = \frac{\partial \tau_{0, mn}(R_{01})}{\partial R_{01}}$ ,

$$G_{ij}^{-1, mn}(\omega, R_{01}) = \begin{cases} \alpha, & m = n, i = j; \\ -\beta e^{\gamma_{ij, m}}, & m = n, i \neq j; \\ -\beta e^{\gamma_{i1, m} + \gamma_{0, mn} + \gamma_{1j, n}}, & m \neq n \end{cases} \quad (9)$$

–  $ij$ -й элемент  $mn$ -й подматрицы обратной матрицы  $\underline{G}^{-1}(\omega, R_{01})$ ,

$$\frac{\partial G_{ij}^{-1, mn}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} = \begin{cases} 0, & m = n, i = j; \\ 0, & m = n, i \neq j; \\ -j\omega \beta \tau'_{0, mn} e^{\gamma_{ij, mn}}, & m \neq n \end{cases} \quad (10)$$

– производная по  $R_{01}$  от  $ij$ -го элемента  $mn$ -й подматрицы обратной матрицы  $\underline{G}^{-1}(\omega, R_{01})$ ,  $\alpha = \Delta_{\Sigma_{N-1}} / \Delta_{\Sigma_N}$ ,  $\beta = A_{\Sigma_N} / \Delta_{\Sigma_N}$ ,

$\Delta_{\Sigma_N} = |\underline{G}| = (G_{\Sigma} - G_s)^{\Sigma_N - 1} [G_{\Sigma} + (\Sigma_N - 1)G_s]$  – определитель матрицы СПМ  $\underline{G}(\omega, R_{01})$ ,

$A_N = G_s (G_{\Sigma} - G_s)^{\Sigma_N - 2}$  – недиагональный коэффициент присоединенной матрицы  $\text{adj}[\underline{G}(\omega, R_{01})]$ ,

$$G_{\Sigma} = G_{\Sigma}(\omega) = G_s(\omega) + G_n(\omega) + G_r(\omega),$$

$$G_s = G_s(\omega) = 0,5N_{0s} |\dot{K}(j\omega)|^2,$$

$$G_n(\omega) = 0,5N_{0n} |\dot{K}(j\omega)|^2, \quad G_r(\omega) = 0,5N_{0r},$$

$N_{0s}$ ,  $N_{0n}$  и  $N_{0r}$  – СПМ полезного сигнала, внутреннего и регулирующего шумов.

Подставив (8)–(10) в (7) и переходя во временную область, получим алгоритм оптимального оценивания дальности  $R_{01}$  в виде

$$\frac{\partial}{\partial R_{01}} \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\substack{m, n=1 \\ m < n}}^N u_{m\Sigma W}(t) u_{n\Sigma W}[t - \tau_{0, mn}(R_{01})] dt \right\} = 0, \quad (11)$$

где

$$u_{m\Sigma W}(t) = \sum_{i=1}^{M_m} u_{im}(t - \tau_{1i, m}), \quad (12)$$

$$u_{n\Sigma W}[t - \tau_{0, mn}(R_{01})] = \sum_{j=1}^{M_n} u_{jnW}(t - \tau_{0, mn} - \tau_{1j, n}), \quad (13)$$

$$u_{imW}(t) = F^{-1}\{\dot{U}_{imW}(j\omega)\} = F^{-1}\{\dot{K}_W(j\omega)\dot{U}_{im}(j\omega)\}, \quad (14)$$

$$|\dot{K}_W(j\omega)| = |\dot{K}_H(j\omega)| \cdot |W(\omega)| \quad (15)$$

– нормированная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) оптимального фильтра,

$$|W(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{|\dot{K}_H(j\omega)|^4 + W_1 |\dot{K}_H(j\omega)|^2 + W_2}} \quad (16)$$

– нормированная АЧХ декоррелирующего фильтра,

$$|\dot{K}_H(j\omega)| = |\dot{K}(j\omega)| / |\dot{K}_0| \quad (17)$$

– нормированная АЧХ согласованного фильтра,  $|\dot{K}_0|$  – коэффициент усиления приемника на центральной частоте его настройки,

$$W_1 = \frac{1}{|\dot{K}_0|^2} \frac{\sum_N N_{0s} N_{0r} + 2N_{0n} N_{0r}}{\sum_N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2}, \quad (18)$$

$$W_2 = |\dot{K}_0|^{-4} N_{0r}^2 [\sum_N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2]^{-1}.$$

Поскольку суммирование и фильтрация (с декорреляцией) являются линейными, то они обладают свойством дистрибутивности, т.е.

$$u_{m\Sigma W}(t) = F^{-1}\{\dot{U}_{m\Sigma}(j\omega) |\dot{K}_W(j\omega)|\}, m = 1..N. \quad (19)$$

Из (11) получим следующие операции оптимального оценивания дальности  $R_{01}$ :

– суммирование наблюдений на выходах ЛЧП каждой АР для фокусировки ДН АР в требуемое направление;

– фильтрации с декорреляцией наблюдений  $u_{m\Sigma}(t)$ ;

– вычисление взаимной корреляционной функции наблюдений и их последующее суммирование;

– нахождение направлений всех АР, обеспечивающих максимальное значение суммы функций когерентности;

– вычисление дальности от фазового центра первой АР до элемента  $dS$  пространственно-протяженного объекта согласно формуле

$$R_{01} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=2}^N \frac{|\bar{O}'_i \bar{O}'_1| \sin \left[ \arccos \left( \frac{\bar{\vartheta}_{0i} \bar{O}'_i \bar{O}'_1}{|\bar{O}'_i \bar{O}'_1|} \right) \right]}{\sin \left( \arccos \frac{\bar{\vartheta}_{0i} \bar{O}'_i \bar{O}'_1}{|\bar{O}'_i \bar{O}'_1|} + \arccos \frac{\bar{\vartheta}_{01} \bar{O}'_1 \bar{O}'_1}{|\bar{O}'_1 \bar{O}'_1|} \right)} \quad (20)$$

Структурная схема, соответствующая полученному алгоритму, показана на рис. 2. Здесь  $A_{im}$  ( $i=1..M_m$  – индекс, соответствующий номеру антенны в  $m$ -й АР,  $m=1..N$ ) – антенны, ЛЗ – линия задержки, УЛЗ – управляемая линия задержки,  $\Sigma$  – сумматор,  $\times$  – умножитель,  $\int_T dt$  – интегратор, БП – блок памяти, MAX – блок поиска максимума, РУ – решающее устройство, реализующее вычисления согласно (20), ЦУ – центр управления.

Схема, показана на рис. 2, работает следующим образом. Сигналы с выходов ЛЧП антенн  $A_{i1}$  ( $i=2..M$ ) проходят через линии задержки (ЛЗ) и суммируются в сумматоре вместе с сигналом с выхода ЛЧП антенны  $A_{11}$ . На выходе сумматора формируется сигнал  $u_{1\Sigma}(t, \bar{\vartheta}_{01})$ , который поступает в оптимальный фильтр с АЧХ  $|\dot{K}_W(j\omega)|$ . На выходе остальных сумматоров формируются аналогичные сигналы  $u_{i\Sigma}(t, \bar{\vartheta}_{0i})$  ( $i=2..N$ ). Значения  $\bar{\vartheta}_{0i}$  изменяются с помощью управляемых линий задержки (УЛЗ). Сигналы  $u_{i\Sigma}(t, \bar{\vartheta}_{0i})$  проходят через УЛЗ и поступают на оптимальные фильтры. Сигналы с выхода оптимального фильтра разных каналов поступают на входы умножителей, с выхода которых сигналы подаются на интеграторы и далее в блок суммирования. Сумма функций когерентности записывается в блок памяти (БП). Значения  $\bar{\vartheta}_{0i}$  хранятся в БП до завершения процесса сканирования ДН ан-

тенн. После этого вектор значений суммы функций когерентности  $\bar{R}_\Sigma(\bar{\vartheta}_{0i})$  с выхода БП поступает в блок поиска максимума (MAX), на выходе которого получим оценку вектора  $\hat{\vartheta}_{0i}$  ( $i=2..N$ ). Оценка  $\hat{\vartheta}_{0i}$ , координаты фазовых центров антенн  $A_1$  и  $A_2$ , вектор  $\bar{\vartheta}_{01}$  передаются в решающее устройство (РУ) для определения дальности  $R_{01}$  от фазового центра антенны  $A_1$  до элемента  $dS$  по формуле (20).

### Предельная погрешность оценки дальности

Предельную точность оценивания получим обращением информационной матрицы Фишера, элемент которой в спектральной области запишем в виде [6]

$$\Phi_{R_{01}, R_{01}} = -\frac{T}{4\pi} \sum_{i,j=1}^N \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} \frac{\partial G_{ji}^{-1}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} d\omega \right]_{R_{01}=\hat{R}_{01}} \quad (21)$$

Перепишем (21) в таком виде

$$\Phi_{R_{01}, R_{01}} = -\frac{T}{4\pi} \sum_{m,n=1}^N \sum_{i=1}^{M_m} \sum_{j=1}^{M_n} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_{ij}^{mn}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} \times \frac{\partial G_{ji}^{-1, nm}(\omega, R_{01})}{\partial R_{01}} d\omega \Big|_{R_{01}=\hat{R}_{01}} \quad (22)$$

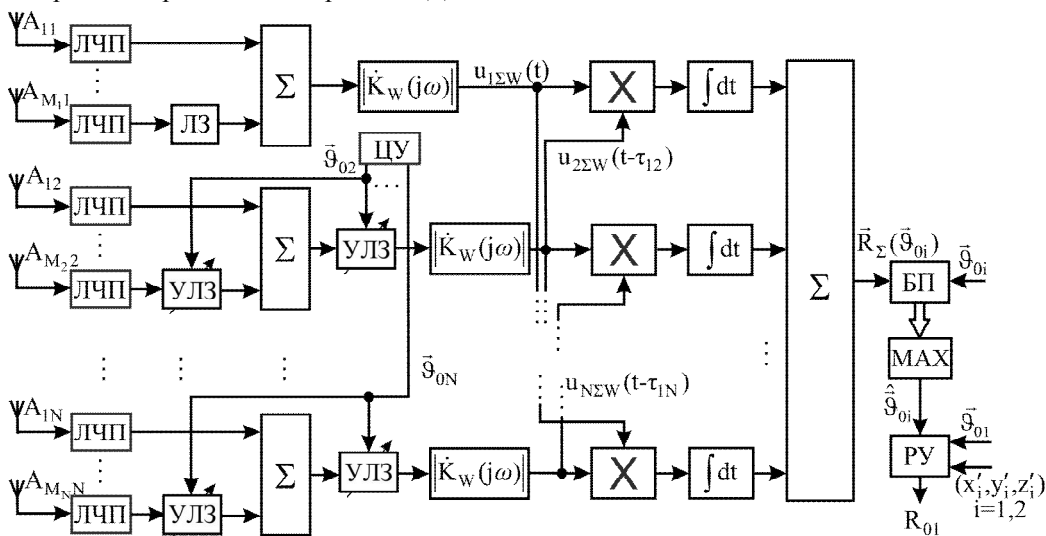


Рис. 2. Структурная схема, реализующая алгоритм (11)

Используя (8), (10) и выполнив соответствующие расчеты, найдем предельную погрешность оценки дальности  $R_{01}$  в виде

$$\sigma_{R_{01}}^2 = \Phi_{R_{01}, R_{01}}^{-1} = \frac{-2}{\mu^2 \varepsilon} \left( \frac{d^2 r_{sW}(\tau)}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} \right)^{-1} = \frac{2}{\mu^2 \varepsilon \Omega_e^2}, \quad (23)$$

$$\text{где } \Omega_e^2 = \frac{d^2 r_{sW}(\tau)}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0}, \quad \mu = \frac{\sqrt{T \Delta f_e N_{0s}}}{\sqrt{\sum_N N_{0s} N_{0n} + N_{0n}^2}} -$$

$$\text{отношение сигнал/шум, } \varepsilon = 2 \sum_{\substack{m, n=1 \\ m < n}}^N M_m M_n (\tau'_{0, mn})^2 -$$

коэффициент, зависящий от геометрии системы,

$$\Delta f_e = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}_W(j\omega)|^2 d\omega - \text{эффективная ширина}$$

полосы частот результирующего фильтра  $|\dot{M}_W(j\omega)| = |\dot{K}_H(j\omega)| |\dot{K}_W(j\omega)|$ .

Из анализа (23) следует, что предельная погрешность оценки дальности  $R_{01}$  уменьшается с увеличением отношения сигнал/шум, которое зависит от времени наблюдения, полосы пропускания и количества антенн в системе.

## Выводы

Синтезирован и исследован алгоритм оптимального оценивания дальности до участка пространственно-протяженного объекта в радиометрической системе с  $N$  антенными решетками. Разработана структурная схема системы, реализующая синтезированный алгоритм. В отличие от известных, синтезированная схема содержит декоррелирующие фильтры, расширяющие полосу рабочих частот приемника, уменьшающие интервал корреляции случайных процессов и повышающие точность оценивания дальности. Найдено аналитическое выражение для предельной погрешности оценки дальности.

## Литература

1. *Vu Ta, Кьонг. Алгоритм оптимального оценивания дальности до участка пространственно-протяженного объекта в радиометрических системах с антенными решетками [Текст] / Кьонг Ву Та // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. – 2015. – № 2 (72). – С. 20–27.*

2. *Optimal algorithm for 3D imaging of spatially extended object [Text] / 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). – April 21–24, 2015, Kharkiv, Ukraine. – P. 182–184.*

3. *Волосюк, В. К. Радиометрическое измерение дальности до пространственно-протяженного объекта [Текст] / В. К. Волосюк, В. В. Павликов, Ву Та Кьонг // Прикладная радиоэлектроника. – 2014. – Т. 13, № 2. – С. 105–111.*

4. *Волосюк, В. К. Алгоритм обработки сверхширокополосных пространственно-временных радиометрических сигналов для оптимального оценивания дальности до участка пространственно-протяженного объекта [Текст] / В. К. Волосюк, В. В. Павликов, Ву Та Кьонг // Физические основы приборостроения. – 2015. – Т. 4, № 1. – С. 42–55.*

5. *Coherent imaging in the range-azimuth plane using a bistatic radiometer based on antennas with beam synthesizing [Text] / K. Lukin, V.V. Kudriashov, P. Vyplavin, V. Palamarchuk // Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE. – 2014. – Vol. 11, Is. 7. – P. 16–22.*

6. *Волосюк, В. К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст] / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко ; под ред. В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.*

7. *Статистическая теория сверхширокополосных радиометрических устройств и систем [Текст] / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Физические основы приборостроения. – 2014. – Т. 3, № 3. – С. 5–64.*

8. *Volosyuk, V. K. Development of the theory, methods and algorithms for optimal wide- and ultrawideband spatiotemporal signal processing of radio-thermal radiation [Text] / V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko, V. V. Pavlikov // Antenna theory and techniques. ICATT'2013 : proc. of the IX Intern. conf., Sept. 16–20, 2013, Odessa, Ukraine. – P. 74–79.*

9. *Новые методы оптимальной и квазиоптимальной пространственно-временной обработки сигналов радиотеплового излучения в сверхширокополосных устройствах и системах [Текст] / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, Я. С. Шифрин // Анализ и синтез сложных систем в природе и технике : Международная научно-техн. конф. : сб. науч. тр., 16–18 декабря 2013 г., г. Воронеж. – С. 22–28.*

10. *Современная статистическая теория СШП радиометрических устройств и систем [Текст] / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Труды 7-ой Международная конференция «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», 15 – 17 сентября 2014 г., Суздаль, Россия. – С. 10–14.*

Поступила в редакцію 10.07.2015, рассмотрена на редколлегии 14.10.2015

**СТАТИСТИЧНИЙ СИНТЕЗ РАДІОМЕТРИЧНОЇ СИСТЕМИ З N АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ  
ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ ДО ЗАДАНОГО ЕЛЕМЕНТА  
ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНОГО ОБ'ЄКТУ**

*В. К. Волосяк, Кюонг Ву Та, О. М. Тимошук*

Синтезовано алгоритм оптимальної обробки сигналів в радіометричних системах з N антенними решітками для оцінювання дальності до елемента просторово-протяжного об'єкта. На основі синтезованого алгоритму розроблено структурну схему пасивної багатопозиційної системи вимірювача дальності. На відміну від відомих, синтезований алгоритм і схема містять декорелюючі фільтри, які розширюють смугу робочих частот приймача, зменшують інтервал кореляції випадкових процесів, збільшують число їх не корельованих елементів і підвищують точність оцінювання дальності. Знайдено аналітичний вираз для граничної похибки оцінки дальності.

**Ключові слова:** радіометрія, оцінка дальності, просторово-протяжний об'єкт, багатопозиційна система, антенна решітка.

**STATISTICAL SYNTHESIS OF RADIOMETRIC SYSTEM WITH N ANTENNA ARRAYS  
FOR DISTANCE ESTIMATION TO THE AREA OF SPATIALLY DISTRIBUTED OBJECT**

*V. K. Volosyuk, Cuong Vu Ta, O. M. Tymoshchuk*

The optimal signal processing algorithms in radiometric systems with N antenna arrays for distance estimation to the element of spatially distributed object is synthesized. In contrast to known, synthesizing algorithm and block diagram contains decorrelated filters that expand working frequency band of receiver, reduce the random processes correlation interval, increases number of uncorrelated samples and improve the estimation accuracy distance. Analytical expression for the limiting error of the distance estimation is derived.

**Key words:** radiometry, distance estimate, spatially-extended object, multi-system, antenna array.

**Волосяк Валерий Константинович** – д-р техн. наук, проф., проф. каф. проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина, e-mail: valeriy\_volosyuk@mail.ru.

**Ву Та Кюонг** – асп. каф. проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина, e-mail: vutacuong109@gmail.com.

**Тимошук Елена Николаевна** – канд. экон. наук, доц., доц. каф. перевозок и маркетинга, Киевская государственная академия водного транспорта им. гетмана Петра Конашевича-Сагайдачного, Киев, Украина.