ПИТАННЯ УПРАВЛІННЯ В СКЛАДНИХ СИСТЕМАХ

УДК 621.396.96.095.4:528.8.04-047.27

В.К. Волосюк[1], Е.Н. Тимощук[2]

[1] *Национальный аэрокосмический университет имени Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков*
[2] *Киевская государственная академия водного транспорта имени гетмана Петра Конашевича-Сагайдачного, Украина*

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВЕЩЕСТВЕННЫХ ФУНКЦИЙ КОГЕРЕНТНОСТИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ

Синтезированы алгоритмы оптимальной обработки пространственно-временных сигналов протяженных источников радиотеплового излучения при построении их радиояркостных изображений. В отличие от алгоритмов, использующих комплексные функции пространственной когерентности при обработке узкополосных сигналов, особенностью синтезированных алгоритмов является применение вещественных функций пространственно-временной когерентности для случаев обработки широкополосных и сверхширокополосных сигналов.

Ключевые слова: *функция пространственной когерентности, оптимальный алгоритм, обработка широкополосных пространственно-временных сигналов.*

Введение

Классические алгоритмы формирования изображений в узкополосных системах апертурного синтеза содержат операции формирования комплексных функций пространственной когерентности и применения к ним в соответствии с теоремой Ван Цитерта-Цернике пространственного преобразования Фурье [1-4]. В широкополосных и сверхширокополосных системах использование функций только лишь пространственной когерентности не является достаточным. В этом случае необходимо учитывать корреляцию принимаемых сигналов и по пространственным переменным и во времени.

Целью данной работы является синтез оптимальных алгоритмов восстановления радиояркостных изображений протяженных источников широкополосного и сверхширокополосного излучения с учетом особенностей применения вещественных функций пространственно-временной когерентности излучения, регистрируемого в области раскрыва антенной системы.

Статистическое описание уравнения наблюдения

Модель уравнения наблюдения электромагнитного поля собственного радиотеплового излучения исследуемого протяженного объекта запишем как

$$u_{\Sigma}(t,\vec{r}') = u_s(t,\vec{r}') + u_n(t,\vec{r}') + n_p(t,\vec{r}'),$$
$$\vec{r}' = (x',y') \in D', \quad t \in (0,T), \tag{1}$$

где $u_s(t,\vec{r}')$ – излучение исследуемого объекта на выходах входных устройств или линейных частей радиометрических приемников (ЛЧП), $u_n(t,\vec{r}')$ – внутренние шумы пространственно-распределенной антенной системы, $n_p(t,\vec{r}')$ – небольшой шум, добавляемый к уравнению наблюдения, который необходим для статистической регуляризации решения обратной задачи синтеза оптимальных алгоритмов обработки наблюдаемого излучения. В качестве координат элементов излучающего объекта выбраны направляющие косинусы. Область наблюдения D для раскрыва, составляющего апертуру антенной решетки (АР), можно приближенно задать такими выражениями:

$$I(\vec{r}') = \sum_{i=1}^{N} I_{ai}(\vec{r}' - \vec{r}_i'), \quad I_{ai}(\vec{r}' - \vec{r}_i) = \begin{cases} 1 & \vec{r}' \in D_i'; \\ 0 & \vec{r}' \notin D'. \end{cases}$$

Все процессы полагаем гауссовыми с корреляционными функциями следующего вида:

$$R_{\Sigma}(\tau,\Delta\vec{r}') = R_{u_s}(\tau,\Delta\vec{r}') + R_{u_n}(\tau,\Delta\vec{r}') + R_p(\tau,\Delta\vec{r}'),$$

где

$$R_{u_s}(\tau,\Delta\vec{r}') = \langle [u_s(t_1,\vec{r}_1')u_s(t_2,\vec{r}_2')] \rangle = V_F^{-1}\left\{B\left[\vec{\vartheta},f\right]\right\} =$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} B(\vec{\vartheta},f)\exp\left\{j2\pi f\ \left(\tau + c^{-1}\vec{\vartheta}\ \ \Delta\vec{r}'\right)\right\} df\ d\vec{\vartheta}, \tag{2}$$

$$R_{u_n}(\tau,\Delta\vec{r}') = \langle u_n(t_1,\vec{r}_1)u_n(t_2,\vec{r}_2)\rangle =$$
$$= \frac{N_0}{2}H(\tau)\delta(\Delta\vec{r}'),$$

$$R_p(\tau,\Delta\vec{r}') = \left(N_{0p}/2\right)\delta(\tau)\delta(\Delta\vec{r}'), \tag{3}$$

$$\tau = t_1 - t_2, \ \Delta\vec{r}' = \vec{r}_1 - \vec{r}_2,$$

$$H(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - t')h(t_2 - t')dt' = F^{-1}\left[\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\right], \tag{4}$$

© В.К. Волосюк, Е.Н. Тимощук

$h(\tau)=F^{-1}\left[\dot{K}(j2\pi f)\right]$ – импульсная характеристика ЛЧП, $F[\cdot]$ – знак преобразования Фурье, $h_k(t_1-\tau)$ – импульсная характеристика,

$$B\left(\vec{\vartheta},f\right)=\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2\left|\dot{F}_A(\vec{\vartheta},f)\right|^2 B_o\left(\vec{\vartheta},f\right) - \qquad (5)$$

спектрально-угловая плотность мощности излучения. Эта статистическая характеристика излучения связана с корреляционной функцией $R_{u_s}(\Delta\vec{r}',\tau)$ преобразованиями V_F [5, 6].

Полагается, что процессы $u_s(\vec{r}',t)$ ограничены коэффициентами передачи $\dot{K}(j2\pi f)$ входных устройств, или ЛЧП, и диаграммами направленности $\dot{F}_A(\vec{\vartheta},f)$ (ДН) отдельных антенн в антенной решетке (АР). Оптимальной оценке в данной задаче подлежит спектрально-угловая плотность мощности излучения $B_o\left(\vec{\vartheta},f_0\right)=B_o\left(\vec{\vartheta}\right)$ на центральной частоте настройки радиометрической системы f_0, которая полагается постоянной в пределах АЧХ $\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|$ и которую будем называть радиояркостным изображением (РЯИ) исследуемого протяженного источника излучения. Если ввести понятие эффективной полосы частот радиометрической системы

$$\Delta F=\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2 df,$$

то величина

$$I\left(\vec{\vartheta}\right)=\int_{-\infty}^{\infty}B_o\left(\vec{\vartheta},f\right)\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2 df=$$

$$=B_o\left(\vec{\vartheta},f_0\right)\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2 df=B_o\left(\vec{\vartheta}\right)\Delta F$$

является интенсивностью излучения, принятого из направления $\vec{\vartheta}$. Как функция этой переменной она также является искомым радиояркостным изображением. Алгоритм оптимальной оценки РЯИ $B_o\left(\vec{\vartheta}\right)$ или, что то-же самое, $I\left(\vec{\vartheta}\right)$ (с точностью до постоянного коэффициента ΔF) находим из решения вариационного уравнения правдоподобия вида:

$$\int_{-\infty(D')}^{\infty}\int_{-\infty(D')}^{\infty}\int_T\int_T I(\vec{r}_1')I(\vec{r}_2')\frac{\delta R[t_1,t_2,\vec{r}_1',\vec{r}_2']}{\delta B_o\left(\vec{\vartheta}\right)}\times$$
$$\times W[t_1,t_2,\vec{r}_1',\vec{r}_2']dt_1dt_2d\vec{r}_1'd\vec{r}_2'=$$
$$=\int_{-\infty(D')}^{\infty}\int_{-\infty(D')}^{\infty}\int_T\int_T I(\vec{r}_1')I(\vec{r}_2')\frac{\delta W_\Sigma[t_1,t_2,\vec{r}_1',\vec{r}_2']}{\delta B_o\left(\vec{\vartheta}\right)}\times$$
$$\times u(t_1,\vec{r}_1')u(t_2,\vec{r}_2')dt_1dt_2d\vec{r}_1'd\vec{r}_2',$$

где $\delta R_{k\Sigma}/B_o\left(\vec{\vartheta}\right)$, $\delta W_{k\Sigma}/B_o\left(\vec{\vartheta}\right)$ – вариационные (функциональные) производные [7].

Обратную корреляционную функцию находим (приближенно) из уравнения обращения

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}R_{k\Sigma}[t_1-t_2,\vec{r}_1'-\vec{r}_2']\,W_{k\Sigma}[t_2-t_3,\vec{r}_2'-\vec{r}_3']dt_2d\vec{r}_2'=$$
$$=\delta(t_1-t_3)\delta(\vec{r}_1'-\vec{r}_3')$$

на бесконечном интервале наблюдения, полагая случайные процессы стационарными. Применяя к обеим частям уравнения преобразование V_F, получим

$$W_{k\Sigma}[\tau,\Delta\vec{r}']=V_F^{-1}\left\{\frac{f^4}{c^4}B_\Sigma^{-1}[f,\vec{\vartheta}]\right\},$$

где

$$B_\Sigma\left(f,\vec{\vartheta}\right)=V_F\left\{R_\Sigma(\tau,\Delta\vec{r}')\right\}=$$
$$=B\left(f,\vec{\vartheta}\right)+\frac{f^2}{c^2}\frac{N_0}{2}\left|\dot{K}(j2\pi f)\right|^2+\frac{f^2}{c^2}\frac{N_{0p}}{2}. \qquad (6)$$

После подстановки в уравнение правдоподобия V_F-преобразований корреляционной и обратной корреляционных функций, получим

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{L}\left(j2\pi f,\vec{\vartheta}\right)\right|^2\times$$
$$\times\int_{-\infty(\Delta\vec{r}',D')}^{\infty}\dot{R}_{A\Phi P}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\dot{\Gamma}_{Bk\Sigma}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\times \qquad (7)$$
$$\times e^{j2\pi\frac{f}{c}\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}dfd\Delta\vec{r}'=$$
$$=\frac{1}{T}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|\dot{L}\left(j2\pi f,\vec{\vartheta}\right)\right|^2\left|\dot{S}_{TD'}(j2\pi f,\vec{\vartheta})\right|^2 df,$$

где

$$\dot{\Gamma}_{Bk\Sigma}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)=F\left[B_{k\Sigma}\left(f,\vec{\vartheta}\right)\right]=$$
$$=\int_{-\infty(\Theta)}^{\infty}B_{k\Sigma}\left(f,\vec{\vartheta}\right)\exp\left(j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}\,\Delta\vec{r}'}{c}\right)d\vec{\vartheta} \qquad (8)$$

– спектральная плотность комплексной функции пространственной когерентности, являющаяся пространственным образом Фурье спектральной яркости $B_{k\Sigma}\left(f,\vec{\vartheta}\right)$,

$$\dot{R}_{A\Phi P}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)=R_{A\Phi P}\left(\Delta\vec{r}'\right)=$$
$$=\int_{-\infty(D')}^{\infty}I\left(\vec{r}'\right)I\left(\vec{r}'-\Delta\vec{r}'\right)d\vec{r}'= \qquad (9)$$
$$=\left(\frac{f}{c}\right)^2\int_{-\infty(\Omega)}^{\infty}\left|\dot{\Psi}_{D'}\left(\frac{f}{c}\vec{\vartheta}\right)\right|^2\exp\left(j2\pi f\frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}\right)d\Delta\vec{r}'$$

– автокорреляционная функция (АКФ) амплитудно-фазового распределения (АФР) раскрыва $I\left(\vec{r}'\right)$, являющаяся в свою очередь пространственным образом Фурье квадрата модуля функции неопределенности радиометрической системы

$$\dot{\Psi}_{D'}\left[f(\vec{\vartheta}_1-\vec{\vartheta}_2)\right]=$$
$$=\int_{-\infty(D')}^{\infty}I\left(\vec{r}'\right)\exp\left[j2\pi f\cdot\left(\vec{\vartheta}_1-\vec{\vartheta}_2\right)\vec{r}'/c\right]d\vec{r}', \qquad (10)$$

определяющей ее разрешающую способность на каждой конкретной частоте f,

$$\left|\dot{S}_{TD'}(j2\pi f\vec{\vartheta})\right|^2 =$$

$$= \left|\int_{T}\int_{-\infty(D')}^{\infty} I(\vec{r}')u_{\Sigma}(t,\vec{r}')\exp\left[\pm j2\pi f\left(t+\frac{\vec{\vartheta}\vec{r}'}{c}\right)\right]dtd\vec{r}'\right|^2 \quad (11)$$

– пространственно-временная V_F-периодограмма, являющаяся обобщением периодограммы Фурье,

$$\left|\dot{L}\left(j2\pi f,\vec{\vartheta}\right)\right|^2 = \frac{f^4}{c^4}\frac{\left|\dot{K}(j2\pi f)\dot{F}_A(\vec{\vartheta},f)\right|^2}{B_{\Sigma}^2(f,\vec{\vartheta})} \quad (12)$$

– квадрат модуля коэффициента передачи декоррелирующего фильтра. Числитель этого выражения определяет структуру согласованного фильтра, а знаменатель – инверсного. В целом этот фильтр расширяет полосу частот радиометрического приемника, осуществляя декорреляцию принимаемого случайного процесса, тем самым повышая число его некоррелированных отсчетов и повышая эффективность усреднения сигналов после соответствующего их квадратичного детектирования.

С учетом выражений (8) и (9) внутренний интеграл в левой части уравнения (7) можно записать в таком виде

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} R_{A\Phi P}\left(\Delta\vec{r}'\right)R_{k\Sigma}\left(\tau,\Delta\vec{r}'\right)\times$$

$$\times\exp\left\{-j2\pi f\left(\tau+\frac{\vec{\vartheta}_1\Delta\vec{r}'}{c}\right)\right\}d\tau d\Delta\vec{r}' =$$

$$= \int_{-\infty(\Delta\vec{r}',D')}^{\infty} \dot{R}_{A\Phi P}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\dot{\Gamma}_{Bk\Sigma}\left(f,\Delta\vec{r}'\right)\times$$

$$\times e^{j2\pi\frac{f}{c}\vec{\vartheta}_1\Delta\vec{r}'}d\Delta\vec{r}' =$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty}\left|\dot{\Psi}_{D'}[f(\vec{\vartheta}_1-\vec{\vartheta}_2)]\right|^2 B_{\Sigma}\left(f,\vec{\vartheta}_2\right)d\vec{\vartheta}_2. \quad (13)$$

В широкополосной или многочастотной системе это равенство описывает на каждой конкретной частоте в отдельности и физическую сущность результата пространственной обработки сигнала и физическую сущность основных алгоритмических операций. В левой части равенства (13) стоят операции формирования пространственно-временной корреляционной функции, ее умножения на автокорреляционную функцию АФР и применения к полученному результату преобразования V_F.

Средняя часть этого равенства свидетельствует о том, что для построения радиояркостного изображения объекта необходимо на каждой частоте сформировать функцию пространственной когерентности, умножить ее на автокорреляционную функцию АФР и применить к полученному произведению пространственное преобразование Фурье. В правой части этого равенства получим на каждой частоте изображение объекта $B_{\Sigma}\left(f,\vec{\vartheta}\right)$, искаженное шумовыми добавками (6) и сглаженное квадратом модуля функции неопределенности $\left|\dot{\Psi}_{D'}[f(\vec{\vartheta}_1-\vec{\vartheta}_2)]\right|^2$. Окончательное РЯИ получим в результате интегрирования этих выражений по частоте в пределах полосы частот АЧХ $\left|\dot{L}[j2\pi f,\vec{\vartheta}_1]\right|$.

Подставив в последнее выражение формулу (6), и проинтегрировав полученный результат с весом $\left|\dot{L}[j2\pi f,\vec{\vartheta}_1]\right|^2$, приводим уравнение (7) к виду

$$\int_{-\infty}^{+\infty} B_0\left(f_0,\vec{\vartheta}_1\right)\Psi_w(\vec{\vartheta}_1,\vec{\vartheta})d\vec{\vartheta}_1 = \frac{1}{T}Y_{вых}(\vec{\vartheta}) - B_n - B_{n_p}, \quad (14)$$

где

$$Y_{вых}(\vec{\vartheta}) = \int_{-\infty}^{+\infty}\left|\dot{L}\ [j2\pi f,\vec{\vartheta}\ ]\right|^2\left|\dot{S}_{kTD'}(j2\pi f,\vec{\vartheta})\right|^2 df \quad (15)$$

– выходной эффект радиометрической системы, содержащий основные алгоритмические операции оптимальной обработки радиотеплового излучения,

$$\Psi_w(\vec{\vartheta}_1,\vec{\vartheta}_2) = \int_{-\infty}^{+\infty}\left|\dot{L}\left(j2\pi f,\vec{\vartheta}_1\right)\right|^2\left|\dot{K}(j2\pi f)\dot{F}_A(\vec{\vartheta}_1,f)\right|^2\times \left|\dot{\Psi}_{D'}[f(\vec{\vartheta}_1-\vec{\vartheta}_2)]\right|^2 df \quad (16)$$

– результирующая функция неопределенности, характеризующая разрешающую способность радиометрической системы (без ограничений на широкополосность).

Смещения B_n и B_{n_p} оценок яркости $B_0\left(f_0,\vec{\vartheta}\right)$ обусловлены слагаемыми в (6), содержащими помеховые компоненты $u_n(t,\vec{r}')$, $n_p(t,\vec{r}')$. Эти смещения устранимы при известных СПМ N_0 и N_{0p}, например, при использовании схем компенсационных радиометров.

Заметим, что в узкополосных системах оценку РЯИ можно получить, формируя на центральной частоте f_0 настройки радиометрической системы только лишь комплексную функцию пространственной когерентности (8) и применяя к ней в соответствии с теоремой Ван-Циттерта Цернике пространственное преобразование Фурье. Однако в узкополосной системе качество формирования РЯИ будет хуже, и определяться функцией неопределенности (10), которая более широкая и имеет бóльший уровень боковых лепестков по сравнению с функцией неопределенности широкополосной системы (16).

Также отметим, что левая часть интегрального уравнения (14) является математическим ожиданием правой. Вместо приближенного равенства между ними не знак равенства, а знак приравнивания. Непосредственно основные алгоритмические операции над принятым пространственно-временным сигналом отражены в правой части этого уравнения в выходном эффекте $Y_{вых}(\vec{\vartheta})$. Это операции формирования V_F - периодограммы (11) и ее интегрирования по частотам в полосе АЧХ $\left|\dot{L}[j2\pi f, \vec{\vartheta}_1]\right|$.

Рассмотрим структуру периодограммы (11)

$$\left|\dot{S}_{TD'}(j2\pi f, \vec{\vartheta})\right|^2 =$$

$$= \left| \int_T \int_{-\infty(D')}^{\infty} I(\vec{r}')\, u_\Sigma(t, \vec{r}') \exp\left\{-j2\pi f\left(t + \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}'}{c}\right)\right\} dt d\vec{r}' \right|^2 =$$

$$= \int_T \int_{-\infty(D')}^{\infty} \left\{ \int_T \int_{-\infty(D')}^{\infty} I(\vec{r}_1') I(\vec{r}_2') u_\Sigma(t_1, \vec{r}_1') u_\Sigma(t_2, \vec{r}_2') dt_1 d\vec{r}_1' \right\} \times$$

$$\times \exp\left\{-j2\pi f\left((t_1 - t_2) + \frac{\vec{\vartheta}(\vec{r}_1' - \vec{r}_2')}{c}\right)\right\} dt_2 d\vec{r}'.$$

Тогда выходной эффект

$$Y_{вых}(\vec{\vartheta}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left|\dot{L}\left(j2\pi f, \vec{\vartheta}\right)\right|^2 \times$$

$$\times \left|\dot{S}_{TD'}(j2\pi f, \vec{\vartheta})\right|^2 df =$$

$$= T \int_T \int_{-\infty(D')}^{\infty} H_W\left(\tau + \frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}\right) R_{АФР}(\Delta\vec{r}') \times$$

$$\times \hat{R}_\Sigma(\tau, \Delta\vec{r}') \Delta\vec{r}' d\tau =$$

$$= T \int_{-\infty(D')}^{\infty} R_{АФР}(\Delta\vec{r}') \hat{R}_{\Sigma W}\left(\tau = -\frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}, \Delta\vec{r}'\right) d\Delta\vec{r}', \quad (17)$$

где

$\hat{R}_\Sigma(\tau, \Delta\vec{r}') = \int_T u_\Sigma(t, \vec{r}') u_\Sigma(t - \tau, \vec{r}' - \Delta\vec{r}') dt$ – оценка пространственно-временной корреляционной функции (вещественной функции когерентности) поля в области раскрыва антенной системы,

$\hat{R}_{\Sigma W}\left(\tau = -\frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}, \Delta\vec{r}'\right) = \int_T \hat{R}_\Sigma(\tau, \Delta\vec{r}') H_W\left(\tau + \frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}\right) d\tau$ – оценка функции когерентности задержанных и декоррелированных в фильтрах $\dot{L}\left(j2\pi f, \vec{\vartheta}\right)$ принятых сигналов,

$$H_W(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{L}\left(j2\pi f, \vec{\vartheta}\right)\right|^2 e^{j2\pi f\tau} df = \int_{-\infty}^{\infty} h_W(\nu) h_W(\nu + \tau) d\nu, \quad (18)$$

$h_W(\tau)$ – импульсная характеристика декоррелирующего фильтра. Учитывая формулу (18), выражение (17) для выходного эффекта можно также представить в таком виде

$$Y_{вых}(\vec{\vartheta}) = \int_T \int_T \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} I(\vec{r}_1') I(\vec{r}_2') \times$$

$$\times u_\Sigma(t_1, \vec{r}_1') u_\Sigma(t_2, \vec{r}_2') H_W \times$$

$$\times \left[t_1 - t_2 + \frac{\vec{\vartheta}(\vec{r}_1' - \vec{r}_2')}{c}\right] dt_1 dt_2 d\vec{r}_1' d\vec{r}_2' \approx$$

$$\approx \left| t' = t + \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}'}{c} \right| \approx$$

$$\approx \int_{-\infty}^{\infty} dt \int_T \int_T \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} I(\vec{r}_1') I(\vec{r}_2') \times$$

$$\times u_\Sigma\left(t_1' - \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}_1'}{c}, \vec{r}_1'\right) u_\Sigma\left(t_2' - \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}_2'}{c}, \vec{r}_2'\right) \times \quad (19)$$

$$\times h_W(t - t_1') h_W(t - t_2') dt_1' dt_2' d\vec{r}_1' d\vec{r}' =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} dt \int_{-\infty(D')}^{\infty} \int_{-\infty(D')}^{\infty} I(\vec{r}_1') I(\vec{r}_2') \times$$

$$\times u_W\left(t - \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}_1'}{c}, \vec{r}_1'\right) u_W\left(t - \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}_2'}{c}, \vec{r}_2'\right) d\vec{r}_1' d\vec{r}_2' =$$

$$= T \int_{-\infty(D')}^{\infty} R_{АФР}(\Delta\vec{r}') \hat{R}_{\Sigma W}\left(\tau = -\frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}, \Delta\vec{r}'\right) d\Delta\vec{r}'.$$

Здесь

$$u_W\left(t - \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}'}{c}, \vec{r}'\right) dt = \int_T h_W(t - \tau) u_\Sigma\left(\tau - \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}'}{c}, \vec{r}'\right) d\tau$$ –

сигнал $u_\Sigma(t, \vec{r}')$, полученный после декорреляции в фильтрах с АЧХ $\left|\dot{L}\left(j2\pi f, \vec{\vartheta}\right)\right|$ и задержки на время $\frac{\vec{\vartheta}\vec{r}'}{c}$, которое соответствует времени запаздывания наклонного фронта падающего поля, что позволяет сфокусировать антенную систему на заданное направление при интегрировании (сложении) сигналов, полученных со всех ее элементов,

$$\hat{R}_{\Sigma W}\left(\tau = -\frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}, \Delta\vec{r}'\right) \approx$$

$$\approx \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} u_W\left(\tau - \frac{\vec{\vartheta}\vec{r}_1'}{c}, \vec{r}_1'\right) \times \quad - \quad (20)$$

$$\times u_W\left(\tau - \frac{\vec{\vartheta}(\vec{r}_1' - \Delta\vec{r}')}{c}, \vec{r}_1' - \Delta\vec{r}'\right) d\tau$$

оценка корреляционной функции декоррелированных сигналов, задержанных на время $\tau = -\frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c}$, необходимое для фокусировки системы на соответствующие направления, покрывающие сектор обзора протяженного объекта.

Таким образом, для оптимальной оценки изображения $B_0\left(f_0,\vec{\vartheta}\right)$ необходимо в парных элементах областей раскрыва с координатами $\vec{r}'$ и $\vec{r}'-\Delta\vec{r}'$, заполненных апертурами с АФР $I\left(\vec{r}'\right)$, сформировать вещественную пространственно-временную функцию когерентности декоррелированных и задержанных процессов, умножить ее на автокорреляционную функцию АФР, проинтегрировать по всем возможным разностям координат $\Delta\vec{r}'$ и вычесть смещения оценок B_n и B_{n_p}. Для дискретных антенных систем (антенных решеток)

$$Y_{вых}(\vec{\vartheta})=T\int\limits_{-\infty(D')}^{\infty}R_{АФР}\left(\Delta\vec{r}'\right)\times$$

$$\times\hat{R}_{\Sigma W}\left(\tau=-\frac{\vec{\vartheta}\Delta\vec{r}'}{c},\Delta\vec{r}'\right)d\Delta\vec{r}'\approx$$

$$\approx\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}R_{АФР}\left(\Delta\vec{r}_{ij}'\right)\Delta\vec{r}'\int\limits_{T}u_W\left(t-\frac{\vec{\vartheta}\vec{r}_i'}{c},\vec{r}_i'\right)\times$$

$$\times u_W\left(t-\frac{\vec{\vartheta}\left(\vec{r}_i'-\Delta\vec{r}_{ij}'\right)}{c},\vec{r}_i'-\Delta\vec{r}_{ij}'\right)dt=$$

$$=T\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\Delta\vec{r}'R_{АФР}\left(\Delta\vec{r}_{ij}'\right)\hat{R}_{\Sigma W_{ij}}\left(\tau=-\frac{\vartheta\Delta\vec{r}_{ij}'}{c},\Delta\vec{r}_{ij}'\right).$$

Здесь $\Delta\vec{r}'=\Delta x'\Delta y'-$ интервал дискретизации раскрыва D'. Если пренебречь АКФ АФР элементарных антенн, то этот интервал приближенно может быть определен расстояниями между фазовыми центрами элементов АР, расположенных в узлах дискретизации.

Выводы

Получены алгоритмы оптимального восстановления радиояркостных изображений в широкополосных системах апертурного синтеза с использованием функций пространственно-временной когерентности. Их отличительной особенностью является применение операций декорреляции принятых пространственно-временных сигналов и введения задержек во времени, обеспечивающих максимальную корреляцию принятых сигналов на множестве направлений, покрывающих сектор обзора протяженного объекта. Операции декорреляции позволяют повысить число некоррелированных отсчетов принятого сигнала и, соответственно, эффективность их усреднения.

Список литературы

1. *G.W. Swenson, "Radio astronomical imaging from coherence data," Image Processing, 1994. Proceedings. ICIP-94., IEEE International Conference, Austin, TX, 1994, pp. 1-5 vol.3. doi: 10.1109/ICIP.1994.413900.*
2. *Есепкина, Н.А. Радиотелескопы и радиометры / Н.А. Есепкина, Д.В. Корольков, Ю.Н. Парийский. – М. : Наука, 1973. – 416 с.*
3. *Christiansen W.N. Radiotelescopes. 2nd edition / W.N. Christiansen, J.A. Högbom. – Cambridge University Press, Cambridge, 1985. – 265 p.*
4. *Ван Схонвелд К. Построение изображений в астрономии по функциям когерентности / Ван Схонвелд К. . – М. : Мир, 1982. – 318 с.*
5. *Волосюк, В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / В.К. Волосюк, В.Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.*
6. *Волосюк В.К. Преобразование полей и их корреляционных функций в спектральные характеристики протяженных источников широкополосного излучения / В.К. Волосюк // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1993. – Т.36, № 6. – С. .27-30.*
7. *Дубков, А.А. Современные методы статистического анализа процессов переноса в биологических системах / А.А. Дубков. – Н. Новгород, 2007. – 92 с.*

Надійшла до редколегії 30.05.2015

Рецензент: д-р техн. наук, с.н.с. В.В. Павліков, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», Харків.

ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ДІЙСНИХ ФУНКЦІЙ КОГЕРЕНТНОСТІ У ШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ КОМПЛЕКСАХ

В.К. Волосюк, О.М. Тимощук

Синтезовані алгоритми оптимальної обробки просторово-часових сигналів протяжних джерел радіотеплового випромінювання при побудові їх радіояскравістних зображень. На відміну від алгоритмів, що використовують комплексні функції просторової когерентності при обробці вузькосмугових сигналів, особливістю синтезованих алгоритмів є застосування дійсних функцій просторово-часової когерентності для випадків обробки широкосмугових і надширокосмугових сигналів.

Ключеві слова: *функція просторової когерентності, оптимальний алгоритм, обробка широкосмугових просторово-часових сигналів.*

USAGE FEAUTERS OF REAL FUNCTIONS OF COHERENTION IN WIDEBAND RADIOMETRIC COMLEXES

V.K. Volosyuk, O.M. Tymoshchuk

Algorithms of optimal spatio-temporal signal processing of extended sources of radiothermal radiation with forming of their radio brightness images was synthesized. Unlike from algorithms which use complex functions of spatio-temporal coherence function while processing of narrowband signals, the feature of synthesized algorithms is applying of real functions of spatio-temporal coherence function for the cases of wide- and ultrawideband signal processing.

Key words: *spatial coherence function, optimal algorithm, spatio-temporal wideband signal processing.*