

В.В. Павликов

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ", Харьков

ОПТИМАЛЬНОЕ ВОССТАНОВЛЕНИЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В МНОГОАНТЕННЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Решается задача статистического синтеза алгоритма восстановления радиометрического изображения в сверхширокополосных многоантенных радиометрических системах апертурного синтеза. Определяется и исследуется функция неопределенности (ФН) таких систем. Приводятся результаты моделирования ФН. Находится предельная погрешность оценивания. Обосновывается целесообразность перехода к квазиоптимальной обработке пространственно-временных радиометрических сигналов в сверхширокополосных системах апертурного синтеза.

Ключевые слова: СШП система апертурного синтеза, функция неопределенности радиометрической системы, оптимальный алгоритм, многоэлементные разреженные антенные решетки, радиометрическое изображение.

Введение

Радиометрические устройства и системы применяются в дистанционном зондировании, радиоастрономии, пассивной радиолокации и метеорологии. При решении значительного класса задач требуется формировать радиометрические изображения (РМИ) с высокой разрешающей способностью по пространственным (угловым) координатам. Для построения РМИ используют сканирующие радиометрические устройства [1-4] или системы апертурного синтеза [5-10]. Последние, получив развитие в радиоастрономии [6, 7], применяются в дистанционном зондировании [9] и метеорологии [10]. Основу построения систем апертурного синтеза составляет теорема Ван Циттерта-Цернике [11], связывающая радиояркость (РМИ) источника и функцию взаимной пространственной когерентности посредством многомерного преобразования Фурье. Этот подход плодотворен, но не следует из решения оптимизационной задачи и налагает ограничения на ширину полосы входных цепей радиометров (справедлив для узкополосных систем). В работе [5] решены задачи оптимальной обработки сигналов в узкополосных радиометрических системах апертурного синтеза. Там же отмечена перспективность использования сверхширокополосных (СШП) радиометрических систем, реализующих частотный апертурный синтез. Алгоритмы обработки сигналов в таких системах синтезированы и исследованы в [8] и [12]. Автором в [12] решена задача восстановления РМИ в двухантенных СШП системах апертурного синтеза. Однако вопросы обработки пространственно-временных сигналов в СШП радиометрических системах с многоэлементными разреженными антенными решетками (АР) не исследованы.

Цель работы – статистический синтез алгоритмов оптимального восстановления РМИ в СШП

радиометрических системах с произвольной геометрией М-элементных АР, а также исследование функции неопределенности (ФН) системы и предельной погрешности оценивания РМИ.

Постановка оптимизационной задачи

Требуется решить задачу статистического синтеза алгоритма оптимальной обработки сверхширокополосного радиотеплового излучения, принятого системой разнесенных антенн (М-элементной АР произвольной конфигурации), позволяющих получить на заданном интервале наблюдения $(0, T)$ оптимальную оценку РМИ, исследовать ФН, разработать структурную схему системы, определить предельную погрешность оценивания, установить возможность перехода к квазиоптимальному алгоритму.

Уравнение наблюдения

Для решения оптимизационной задачи составим модель уравнений наблюдения и зададим статистические характеристики сигналов. Амплитудно-фазовое распределение (АФР) поля i -й антенны в АР задано функцией $\dot{I}_i(f, \vec{r}' - \vec{r}'_i, \vec{\vartheta}_0)$ ($i = \overline{1, M}$), где \vec{r}'_i – вектор, характеризующий положение центра фаз i -й антенны относительно центра фаз АР. Принятый сигнал полезного излучения, в виде случайного процесса $\xi_i(t)$, считаем белым гауссовым шумом со спектральной плотностью мощности (СПМ) $0,5N_{0s}$. Пересчитанные ко входам линейных частей приемника (ЛЧП) внутренние шумы $\eta_i(t)$ также полагаем белыми шумами с одинаковыми СПМ $0,5N_{0n}$. Эти шумы содержат и шумовую температуру антенны, и внутренние шумы ЛЧП.

Для исключения сингулярного решения оптимизационной задачи ограничим полосу шумовых

процессов введением в уравнения наблюдения коэффициентов передачи $\dot{K}_i(j2\pi f)$ ЛЧП и добавим на их выходах небольшие белые гауссовские шумы $n_{ri}(t)$ – статистические регуляризаторы, исключающие сингулярные решения интегральных уравнений. Предполагаем, что регуляризирующие шумы содержат две составляющие

$$n_{r,i}(t) = n_{ra,i}(t) + n_{rb}(t), \quad (1)$$

где $n_{ra,i}(t)$ – регуляризирующий шум i -го канала, $n_{rb}(t)$ – шум электромагнитных наводок, учитывающий взаимное влияние каналов. Элементы корреляционной матрицы регуляризирующих шумов (1) имеют вид

$$R_{r,ij}(t_1, t_2) = \langle n_{r,i}(t_1)n_{r,j}(t_2) \rangle = 0,5N_{0ra}\delta_{ij}\delta(t_1 - t_2) + 0,5N_{0rb}\delta(t_1 - t_2), \quad (2)$$

где $0,5N_{0ra}$, $0,5N_{0rb}$ – спектральные плотности мощности составляющих регуляризирующего шума (предполагается, что $N_{0ra} > N_{0rb}$), $\langle \cdot \rangle$ – знак статистического усреднения, $\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i=j, \\ 0 & i \neq j \end{cases}$ – символ

Кroneкера, $\delta(t_1 - t_2)$ – дельта-функция.

Уравнения наблюдения запишем в виде системы

$$\begin{cases} u_1(t) = u(t, \bar{\eta}) = s_1(t) + n_1(t) + n_{r,1}(t), \\ \vdots \\ u_M(t) = u(t, \bar{\eta}_M) = s_M(t) + n_M(t) + n_{r,M}(t), \end{cases} \quad (3)$$

где $s(t)$, $n(t)$ – процессы $\xi(t)$ и $\eta(t)$, прошедшие ЛЧП с передаточной характеристикой $\dot{K}(j2\pi f)$,

$$s_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{c}{f}\right)^2 C_f \dot{K}_i(j2\pi f) \exp\{j2\pi ft\} \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}_i(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \exp\left\{j2\pi f \frac{(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \bar{r}'_i}{c}\right\} \dot{A}(f, \bar{\vartheta}) d\bar{\vartheta} df \quad (4)$$

– сигнал на выходе i -го канала ЛЧП,

$$n_i(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}_i(j2\pi f) \dot{N}_i(j2\pi f) \exp(j2\pi ft) df, \quad (5)$$

где $C_f = f\sqrt{\eta_A}(\sqrt{2\Omega_{eff}(f)c})^{-1}$, η_A – коэффициент полезного действия антенны (в случае отсутствия омических потерь в антенне и согласованной нагрузке

$$\eta_A = 1), \Omega_{eff}(f) = \iint_{\vartheta_x^2 + \vartheta_y^2 \leq 1} |\dot{F}(f, \vartheta_x, \vartheta_y)|^2 \frac{d\vartheta_x^2 d\vartheta_y^2}{\sqrt{1 - \vartheta_x^2 - \vartheta_y^2}} -$$

эффективный телесный угол антенны, $\bar{\vartheta}$ – вектор направляющих косинусов, $|\dot{F}_i(f, \vartheta_x, \vartheta_y)|^2$ – диа-

грамма направленности i -й антенны по мощности, \otimes – оператор свертки, $\dot{A}(f, \bar{\vartheta})$ – спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды излучения, $h(t) = F^{-1}\{\dot{K}(j2\pi f)\}$ – импульсная характеристика ЛЧП, $F^{-1}\{\cdot\}$ – оператор обратного преобразования Фурье, $i = \overline{1, M}$, $\dot{N}_i(j2\pi f)$ – реализации спектров процессов $n_i(t)$, $n_r(t)$, АФР и диаграмма направленности широкополосной антенны связаны выражением

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(f, \bar{z}', \bar{\vartheta}_0) \exp\left\{j2\pi \frac{f}{c} \bar{\vartheta} \bar{z}'\right\} d\bar{z}' = c^2 f^{-2} \dot{F}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0). \quad (6)$$

Предполагается, что процессы $s(t)$, $n_i(t)$, $n_{r,i}(t)$ взаимно независимы, а спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды радиотеплового излучения удовлетворяет условию [8]

$$\langle \dot{A}(f_1, \bar{\vartheta}_1) \dot{A}^*(f_2, \bar{\vartheta}_2) \rangle = B(f_1, \bar{\vartheta}_1) \delta(f_1 - f_2) \delta(\bar{\vartheta}_1 - \bar{\vartheta}_2),$$

где "*" – символ комплексного сопряжения, $B(f, \bar{\vartheta})$ – спектрально-угловая плотность мощности излучения, представляющая собой гиперспектральное РМИ. Далее предположим, что $B(f, \bar{\vartheta})$ постоянна в пределах рабочей полосы частот приемника, а РМИ – это угловая плотность мощности излучения, рассчитанная на центральной частоте настройки приемника, т.е. $B(f_0, \bar{\vartheta}) = B(\bar{\vartheta})$.

Решение оптимизационной задачи

Оптимальный алгоритм оценки РМИ $B(\bar{\vartheta})$ находим из решения уравнения правдоподобия следующего вида [8]:

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \iint \frac{\delta R_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times \\ & \times W_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}')) dt_1 dt_2 - \\ & -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \iint \frac{\delta W_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times \\ & \times u_i(t_1) u_j(t_2) dt_1 dt_2 = 0, \end{aligned} \quad (7)$$

где $R_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))$ – взаимная корреляционная функция наблюдений, определяемая уравнением

$$R_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}')) = \langle u_i(t_1) u_j(t_2) \rangle, \quad (8)$$

$W_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))$ – функция обратная взаимной корреляционной функции, определяемая из уравнения обращения

$$\sum_k \int_0^T R_{ik}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}')) W_{kj}(t_2, t_3, B(\bar{\vartheta}')) dt_2 = \delta_{ij} \delta(t_1 - t_3). \quad (9)$$

Здесь $\frac{\delta}{\delta B(\bar{\vartheta})}$ – знак вариационной производной.

Подставив (3) в (8) и, выполнив несложные расчеты, получим

$$R_{ij}(\cdot) = R_{s,ij}(\cdot) + R_{n,ij}(\cdot) + R_{r,ij}(\cdot), \quad (10)$$

где, с учетом идентичности АФР поля в апертурах антенн и ЛЧП всех каналов,

$$R_{s,ij}(t_1 - t_2, B(\bar{\vartheta}')) = \langle s_i(t_1) s_j(t_2) \rangle = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \exp\{j2\pi f(t_1 - t_2)\} \times \quad (11)$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \left[A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \exp\{j2\pi f(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0)(\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}\} \right] d\bar{\vartheta}' df, \\ R_{n,ij}(t_1 - t_2) = \langle n_i(t_1) n_j(t_2) \rangle = 0, 5N_{0n} \delta_{ij} R_h(t_1 - t_2), \quad (12)$$

$$R_h(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \exp\{j2\pi f(t_1 - t_2)\} df. \quad (13)$$

Элементы матрицы $R_{r,ij}(\cdot)$ определены выражением (2).

Решить (9) и определить аналитическое выражение функции $W_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))$ достаточно сложно. При этом, предполагая, что за время наблюдения процессы стационарны, синтезируем алгоритм в спектральной области. Для этого, применив к (10) преобразование Фурье, найдем элементы матрицы СПМ

$$G_{ij}(\cdot) = G_{s,ij}(\cdot) + G_{n,ij}(\cdot) + G_{r,ij}(\cdot), \quad (14)$$

$$G_{s,ij}(f, B(\bar{\vartheta}')) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{s,ij}(\tau, B(\bar{\vartheta}')) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \quad (15)$$

$$= \frac{1}{2} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty}^{\infty} A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0)(\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) d\bar{\vartheta}',$$

$$G_{n,ij}(\cdot) = F\{R_{n,ij}(\cdot)\} = 0, 5N_{0n} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \delta_{ij}, \quad (16)$$

$$G_{r,ij}(\cdot) = F\{R_{r,ij}(\cdot)\} = 0, 5N_{0ra} \delta_{ij} + 0, 5N_{0rb}, \quad (17)$$

$F\{\cdot\}$ – оператор прямого преобразования Фурье.

Перейдем в левой части (7) к разностному аргументу $\tau = t_1 - t_2$ и учитывая, что время наблюдения существенно превосходит время корреляции ($T \gg \tau$), получим

$$-\frac{T}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta R_{ij}(\tau, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times W_{ij}(\tau, B(\bar{\vartheta}')) d\tau = \quad (18)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_0^T \int_0^T \frac{\delta W_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times u_i(t_1) u_j(t_2) dt_1 dt_2.$$

Уравнения правдоподобия (18) в спектральной области примут следующий вид

$$\frac{T}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times G_{ij}^{-1}(f, B(\bar{\vartheta}')) df = \quad (19)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times \frac{\dot{U}_{T,i}^*(j2\pi f) \dot{U}_{T,j}(j2\pi f)}{G_{ij}^2(f, B(\bar{\vartheta}'))} df.$$

Здесь учтено равенство

$$\frac{\delta G_{ij}^{-1}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} = -\frac{1}{G_{ij}^2(f, B(\bar{\vartheta}'))} \frac{\delta G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})}$$

и введен спектр усеченной интервалом $(0, T)$ реализации наблюдения $u(t)$ в виде

$$\dot{U}_T(j2\pi f) = \int_0^T u(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t) e^{-j2\pi f t} dt.$$

Вариационная производная СПМ (14) по $B(\bar{\vartheta})$ равна

$$\frac{\delta G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} = \frac{\delta G_{s,ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} = \frac{1}{2} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \times \quad (20)$$

$$\times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)(\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}).$$

Решим уравнение правдоподобия (19) относительно $B(\bar{\vartheta})$ и, выполнив несложные преобразования, запишем оптимальный алгоритм в виде

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} B(\bar{\vartheta}'') \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^4 A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}'' - \bar{\vartheta}_0) \times \quad (21)$$

$$\times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \times \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta}'' + \bar{\vartheta} - 2\bar{\vartheta}_0)(\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \times$$

$$\times \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left\{ A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0)(\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \right\} d\bar{\vartheta}' \times \right.$$

$$\times |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0n} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \delta_{ij} + \left. + N_{0ra} \delta_{ij} + N_{0rb} \right]^{-2} df d\bar{\vartheta}'' =$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \dot{U}_{T,i}^*(j2\pi f) \dot{U}_{T,j}(j2\pi f) \times \quad (22)$$

$$\times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)(\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \times$$

$$\begin{aligned} & \times \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left\{ A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \right. \right. \\ & \left. \left. \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \right\} d\bar{\vartheta}' \times \right. \\ & \left. \times \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 + N_{0n} \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 \delta_{ij} + \right. \\ & \left. + N_{0ra} \delta_{ij} + N_{0rb} \right]^{-2} df - \\ & - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 \left\{ N_{0n} \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 \delta_{ij} + \right. \right. \\ & \left. \left. + N_{0ra} \delta_{ij} + N_{0rb} \right\} \right\} \times \\ & \times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \times \\ & \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left\{ A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \right. \right. \\ & \left. \left. \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \right\} d\bar{\vartheta}' \times \right. \\ & \left. \times \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 + N_{0n} \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 \delta_{ij} + \right. \\ & \left. + N_{0ra} \delta_{ij} + N_{0rb} \right]^{-2} df. \end{aligned} \quad (21)$$

Рассмотрим физическую сущность РМИ и вид ФН системы, реализующей оптимальный алгоритм в правой части (21). Важно отметить, равенство левой и правой части (21) достигается только при вычислении математического ожидания правой части.

ФН оптимальной сверхширокополосной многоантенной системы

Левая часть (21) характеризует физическую сущность восстанавливаемого РМИ. Введем обозначение

$$\begin{aligned} & \Psi_{\text{opt}}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, \dot{q}, \Delta F) = \\ & = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^4 A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}'' - \bar{\vartheta}_0) \times \\ & \quad \times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \times \\ & \quad \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}'' + \bar{\vartheta} - 2\bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \times \\ & \quad \times \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left\{ A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \right\} d\bar{\vartheta}' \right]^{-2} \times \\ & \quad \times \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 + \dot{q}_{ij}(f) \right]^{-2} df \end{aligned} \quad (22)$$

где

$$\dot{q}_{ij}(f) = \left\{ N_{0n} \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 \delta_{ij} + N_{0ra} \delta_{ij} + N_{0rb} \right\} \times \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \right\} d\bar{\vartheta}'$$

– величина обратная энергетическому отношению сигнал/шум.

Множитель

$$\begin{aligned} & \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^4 \times \\ & \times \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left\{ A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \right. \right. \\ & \left. \left. \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \right\} d\bar{\vartheta}' \right]^{-2} \times \\ & \times \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 + \dot{q}_{ij}(f) \right]^{-2} \\ & \text{в правой части (22) – это передаточная характери-} \\ & \text{стика последовательного включения согласованного} \\ & \text{с АЧХ входных цепей (числитель) и декоррелиру-} \\ & \text{ющего (знаменатель) фильтров. Декоррелирую-} \\ & \text{щий фильтр расширяет рабочую полосу частот ЛЧП} \\ & \text{в зависимости от соотношения сигнал/шум. Этот} \\ & \text{фильтр адаптивный – его передаточная характери-} \\ & \text{стика зависит от оценки РМИ. Обозначим эту пере-} \\ & \text{даточную характеристику следующим образом:} \\ & \dot{W}_{ij}(j2\pi f, B(\bar{\vartheta}), \dot{q}_{ij}) = \\ & = \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left\{ A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \right. \right. \\ & \left. \left. \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) \right\} d\bar{\vartheta}' \right]^{-2} \times \\ & \quad \times \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^2 + \dot{q}_{ij}(f) \right]^{-2} \end{aligned} \quad (23)$$

и перепишем (22) в виде

$$\begin{aligned} & \Psi_{\text{opt}}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, \dot{q}_{ij}, \Delta F) = \\ & = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^4 \dot{W}_{ij}(j2\pi f, B(\bar{\vartheta}'), \dot{q}_{ij}) \times \\ & \quad \times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}'' - \bar{\vartheta}_0) A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \times \\ & \quad \times \exp(j2\pi f (\bar{\vartheta}'' + \bar{\vartheta} - 2\bar{\vartheta}_0) (\bar{r}'_i - \bar{r}'_j) c^{-1}) df. \end{aligned} \quad (24)$$

Вид функции (24) зависит от ширины полосы частот ΔF входных цепей после декоррелирующего фильтра, геометрии АР, баз $\bar{r}'_i - \bar{r}'_j$ всевозможных пар антенн в АР, отношения сигнал/шум и эффективной поверхности антенны. Функцию (22) или (24) можно определить как ФН радиометрической системы, характеризующей рассогласование между сигналами, принятыми системой с различных направлений. Несложно доказать, что ФН системы (24) вещественная. Перепишем (22) в виде

$$\begin{aligned} & \Psi_{\text{opt}}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, \dot{q}_{ij}, \Delta F) = \\ & = \Psi_{\text{opt},1}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, q_{ii}, \Delta F) + \\ & \quad + \Psi_{\text{opt},2}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, \dot{q}_{ij}, \Delta F), \\ & \quad \Psi_{\text{opt},1}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, q_{ii}, \Delta F) = \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} & \text{где} \quad = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \left[\dot{K}(j2\pi f) \right]^4 W_{ii}(j2\pi f, B(\bar{\vartheta}'), q_{ii}) \times \\ & \quad \times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}'' - \bar{\vartheta}_0) A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) df, \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} & \Psi_{\text{opt},2}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \vec{r}'_1, \vec{r}'_2, \dot{q}_{ij}, \Delta F) = \\ & = \text{Re} \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \int_{-\infty}^{\infty} |K(j2\pi f)|^4 \dot{W}_{ij}(j2\pi f, B(\bar{\vartheta}'), \dot{q}_{ij}) \times \\ & \quad \times A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}'' - \bar{\vartheta}_0) A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \times \\ & \quad \times \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta}'' + \bar{\vartheta} - 2\bar{\vartheta}_0)(\vec{r}'_1 - \vec{r}'_2)c^{-1}) df. \end{aligned} \quad (27)$$

Следуя методике, изложенной в [12] несложно доказать, что $\max\{\Psi_{\text{opt},2}(\cdot)\} \gg \max\{\Psi_{\text{opt},1}(\cdot)\}$. Соответственно далее исследуем вид $\Psi_{\text{opt},2}(\cdot)$.

На рис. 1 показан вид ФН $\Psi_{\text{opt},2}(\cdot)$ для трехэлементной АР, фазовые центры отдельных антенн (A1, A2, A3) которой образуют правильный треугольник с координатами $\vec{r}'_1 = (-x'_1, 0)$, $\vec{r}'_2 = (x'_1, 0)$, $\vec{r}'_3 = (0, \sqrt{3(x'_1)^2})$. На рис. 1 также показаны области ее пространственной спектральной чувствительности (ПЧС) (получены применением двумерного преобразование Фурье к ФН) как функции пространственных частот $f_{\text{sp}1} = fx'c^{-1}$, $f_{\text{sp}2} = fy'c^{-1}$.

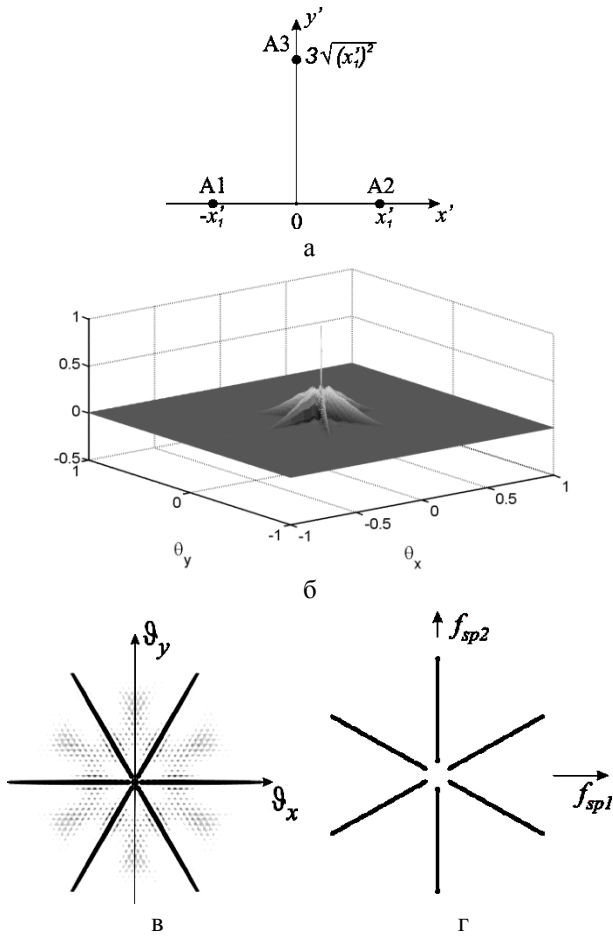


Рис. 1. Трехантенная решетка в форме правильного треугольника (а). Трехмерный вид ФН (б) для системы с СШП входным трактом, её проекция на плоскость (θ_x, θ_y) (в), а также область её ПЧС (г)

При построении рис. 1 предполагалось, что полосы частот входных цепей радиометра сверхширокополосные. На рис. 2 показан вид ФН для этой же геометрии, но в предположении, что входной тракт радиометра узкополосный. Из сравнения рис. 1 и 2 следует, что в квазимонохроматическом приближении ФН трехантенной системы становится многолепестковой. Для формирования одного лепестка в узкополосной системе требуется реализовать один из методов апертурного синтеза – параллельный [5] или последовательный [5], что приведет или к увеличению числа антенн в АР, или времени проведения эксперимента.

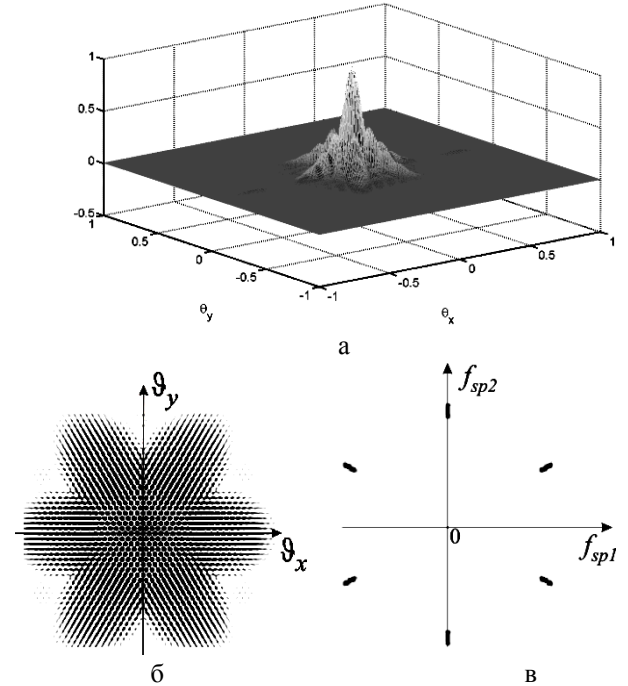


Рис. 2. Трехмерный вид ФН (а) трехантенной АР (система с узкополосным входным трактом), Проекция ФН на плоскость (θ_x, θ_y) (в), а также область ПЧС (г)

На рис. 3.а показана четырехэлементная Т-образная АР. Три элемента АР размещены в вершинах правильного треугольника с фазовыми центрами, размещенными в координатах

$$\vec{r}'_1 = (-x'_1, 0), \vec{r}'_2 = (x'_1, 0), \vec{r}'_3 = (0, \sqrt{3(x'_1)^2}),$$

а фазовый центр четвертого элемента АР – в точке $\vec{r}'_4 = (0, 0)$, делящей основание треугольника пополам и соответствующей фазовому центру АР.

Геометрия решетки, а также вид ФН и её области ПЧС показаны на рис. 3. Здесь базы A1-A4 и A2-A4 – одинаковы по величине и ориентации. Такие базы принято называть избыточными. Наличие избыточных и одинаково ориентированных баз приводит к росту боковых лепестков ФН (см. рис. 3.б).

На рис. 4 показан вид ФН и её области ПЧС для узкополосной радиометрической системы.

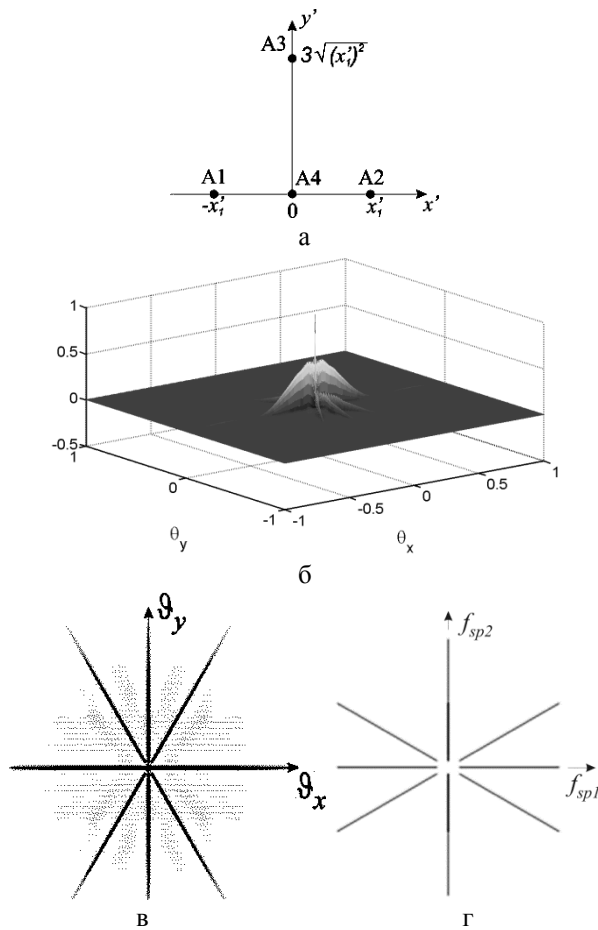


Рис. 3. Четырехантенная Т-образная решетка (а). Трехмерный вид ФН (б) для СШП системы, её проекция на плоскость (θ_x, θ_y) (в), а также область её ПЧС (г)

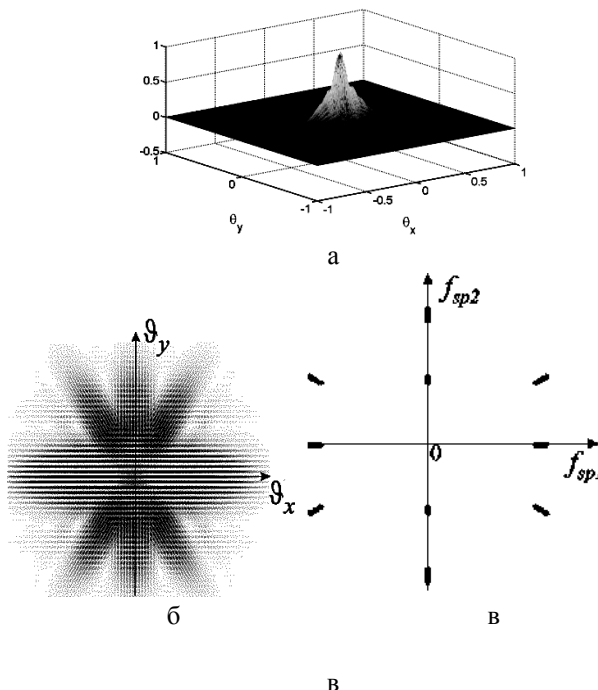


Рис. 4. Трехмерный вид ФН (а) Т-образной АР и узкополосной радиометрической системы, проекция ФН на плоскость (θ_x, θ_y) (б), а также область её ПЧС (г)

Традиционно системы апертурного синтеза создаются таким образом, чтобы обеспечить максимальное заполнение области ПЧС. Это достигается параллельным или последовательным апертурным синтезом и требует в первом случае большого числа антенн, а во втором – существенного увеличения времени наблюдения. Из анализа рис. 1-4 следует, что использование СШП входных трактов, позволяет малым числом антенн реализовать метод параллельного синтеза со значительным заполнением области ПЧС. Уровень боковых лепестков в такой системе зависит от количества, размеров и ориентации баз различных пар антенн в АР. При этом УБЛ уменьшается пропорционально увеличению количества безизбыточных и по разному ориентированных в пространстве баз. Кроме того, использование СШП входного тракта исключает многолепестковость ФН и неопределенность углового положения оцениваемого участка РМИ.

Таким образом, использование СШП входных трактов – это перспективное направление развития радиометрических систем, позволяющее в системах апертурного синтеза уменьшить число антенн в АР и, соответственно, стоимость всей системы, а в системах последовательного апертурного синтеза – существенно уменьшить время наблюдения.

Предельная погрешность оценивания радиометрических изображений

Предельную погрешность найдем обращением элемента матрицы Фишера

$$\Phi_{B(\bar{\vartheta})} = - \left\langle \frac{\delta^2 \ln p[u(t) | B(\bar{\vartheta})]}{\delta B^2(\bar{\vartheta})} \right\rangle.$$

Первая вариационная производная логарифма функционала правдоподобия $\frac{\delta \ln p[u(t) | B(\bar{\vartheta})]}{\delta B(\bar{\vartheta})}$

определена выражением (7). Повторно дифференцируя (7) получим

$$\Phi_{B(\bar{\vartheta})} = - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int \int \frac{\delta R_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times \frac{\delta W_{ij}(t_1, t_2, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} dt_1 dt_2.$$

Этого выражение в частотной области примет следующий вид (учтено, что время наблюдения существенно превосходит время корреляции процессов)

$$\Phi_{B(\bar{\vartheta})} = - \frac{T}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \times \frac{\delta G_{ij}^{-1}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} df, \tag{28}$$

где $G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))$ – СПМ, определенная выражением

$$(14), \text{ а вариационная производная } \frac{\delta G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})}$$

определена выражением (20),

$$\frac{\delta G_{ij}^{-1}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} = -\frac{\delta G_{ij}(f, B(\bar{\vartheta}'))}{\delta B(\bar{\vartheta})} \frac{1}{G_{ij}^2(f, B(\bar{\vartheta}))}. \quad (29)$$

Подставив (29) в (28) и учитывая (23), запишем

$$\Phi_{B(\bar{\vartheta})} = T \Psi_{\text{opt}}(\bar{\vartheta} = \bar{\vartheta}', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, \dot{q}, \Delta F), \quad (30)$$

где, соответственно (24), ФН в точках $\bar{\vartheta} = \bar{\vartheta}'$ равна

$$\begin{aligned} & \Psi_{\text{opt}}(\bar{\vartheta} = \bar{\vartheta}', \bar{\vartheta}_0, A_{\text{eff}}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, \dot{q}, \Delta F) = \\ & = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \int |\dot{K}(j2\pi f)|^4 \dot{W}_{ij}(j2\pi f, B(\bar{\vartheta}), \dot{q}_{ij}) \times \\ & \times A_{\text{eff}}^2(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \exp(j4\pi f(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)(\bar{r}'_i - \bar{r}'_j)c^{-1}) df. \end{aligned}$$

Предельная погрешность измерения определяется выражением

$$\sigma_{B(\bar{\vartheta})}^2 = \Phi_{B(\bar{\vartheta})}^{-1} \quad (31)$$

и зависит от соотношения сигнал/шум, полосы частот ЛЧП после декоррелирующего фильтра, геометрии АР и времени наблюдения.

Исследование оптимального алгоритма в спектральной области

Алгоритм оптимальной обработки сигналов (см. правую часть (21)), перепишем в виде (раскрыты операции суммирования и выполнена перегруппировка)

$$\left\{ \frac{1}{T} \sum_{i=1}^M \int |\dot{K}_{\text{Wadd}}(j2\pi f) \dot{U}_{T,i}(j2\pi f)|^2 df - \right. \\ \left. - P_{n\Sigma}(B) \right\}_{B1} + \left\{ \frac{2}{T} \text{Re} \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \int \dot{U}_{T,i}^*(j2\pi f) \times \right. \\ \left. \times \dot{K}_{\text{Wmult},ij}^*(j2\pi f) \times \right. \\ \left. + \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \Delta \bar{r}'_j c^{-1}) \times \right. \\ \left. \times \dot{U}_{T,j}(j2\pi f) \times \right. \\ \left. \times \dot{K}_{\text{Wmult},ij}(j2\pi f) df - \right. \\ \left. - P_{nb}(B, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) \right\}_{B2}, \quad (32)$$

$$|\dot{K}_{\text{Wadd}}(j2\pi f)| = |\dot{K}(j2\pi f)| \sqrt{A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)} \times$$

$$\text{где } \left[\begin{aligned} & |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \int_{-\infty}^{\infty} A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') d\bar{\vartheta}' + \\ & + N_{0n} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0ra} + N_{0rb} \end{aligned} \right]^{-1}, \quad (33)$$

$$\begin{aligned} & \dot{K}_{\text{Wmult},ij}(j2\pi f) = |\dot{K}(j2\pi f)| \sqrt{A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)} \times \\ & \times |\dot{K}(j2\pi f)| \int_{-\infty}^{\infty} \left[A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) B(\bar{\vartheta}') \times \right. \\ & \left. \times \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) \Delta \bar{r}'_j c^{-1}) \right] d\bar{\vartheta}' + \end{aligned} \quad (34)$$

$+ N_{0rb}$,

$$\begin{aligned} P_{n\Sigma}(B) &= \frac{M}{2} N_{0n} \Delta F_{K,\text{add}}(\hat{B}) + \\ & + \frac{M}{2} \{N_{0ra} + N_{0rb}\} \Delta F_{\text{add}}(\hat{B}) \end{aligned}$$

– мощность шумов компенсационного канала радиометра,

$$\Delta F_{K,\text{add}}(\hat{B}) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_{\text{Wadd}}(j2\pi f)|^2 df,$$

$$\Delta F_{\text{add}}(\hat{B}) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_{\text{Wadd}}(j2\pi f)|^2 df,$$

$$P_{nb}(B, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) =$$

$$\begin{aligned} & = N_{0rb} \text{Re} \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \int \dot{K}_{\text{Wmult},ij}^2(j2\pi f) \times \\ & \times \exp(j2\pi f(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) \Delta \bar{r}'_j c^{-1}) df \end{aligned}$$

– мощность шумов корреляционно-компенсационного канала радиометра.

В этих фильтрах функция $\sqrt{A_{\text{eff}}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)}$ в значительной мере играет роль ограничителя пределов декорреляции. В (32) скобками $\{\cdot\}_{B1}$ и $\{\cdot\}_{B2}$ выделены два основных вида обработки, соответствующие работе схем компенсационного и корреляционно-компенсационного радиометров.

Из анализа (32) следует, что оптимальный алгоритм содержит операции, которые можно реализовать с использованием следующих типов приемников: компенсационного (см. $\{\cdot\}_{B1}$ в (32)) и корреляционно-компенсационного (см. $\{\cdot\}_{B2}$ в (32)). В скобках $\{\cdot\}_{B1}$ заключены следующие операции: вычисление спектра наблюдения в каждом из M каналов, коррекция этого спектра в фильтре, АЧХ которого задано выражением (33), взятие квадрата модуля полученного произведения и интегрирования, суммирования сигналов на выходах всех M каналов, усиление в T^{-1} раз и компенсация мощности $P_{n\Sigma}(B)$ внутренних шумов. В скобках $\{\cdot\}_{B2}$ содержатся следующие операции: вычисление спектров сигналов в различных каналах и пропускание их через фильтры, АЧХ которых заданы выражениям (34), вычисление комплексно-сопряженного спектра на выходе одного из каналов с последующим умножением на матрицу комплексных экспонент (рас-

фильтровка по угловым координатам), умножение спектров различных каналов, интегрирование, суммирование выходов всех блоков, реализующих предыдущие операции, усиление в $2T^{-1}$ раз, вычисление вещественной части этой суммы и компенсация мощности $P_{nb}(B, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0)$ внутренних шумов.

Исследование оптимального алгоритма во временной области

Перепишем (32) следующим образом

$$\left\{ \frac{1}{T} \sum_{i=1}^M \int_0^T u_{fd,i}^2(t) dt - P_{n\Sigma}(B) \right\}_{B1} + \left\{ \frac{2}{T} \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \int_{-\infty}^{\infty} u_{sd,i}(t - (\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \Delta \bar{r}'_{ij} c^{-1}) \times u_{sd,j}(t) dt - P_{nb}(B, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0) \right\}_{B2}, \quad (35)$$

где, согласно теореме Парсеваля, выполняется равенство

$$\int_0^T u_{fd,i}^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{K}_{Wadd}(j2\pi f) \dot{U}_{T,i}(j2\pi f) \right|^2 df$$

и найден Фурье-образ выражения

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_{T,i}(j2\pi f) \exp(-j2\pi f (\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \Delta \bar{r}'_{ij} c^{-1}) \times \dot{K}_{Wmult,ij}(j2\pi f) \dot{U}_{T,j}^*(j2\pi f) \dot{K}_{Wmult,ji}^* df = \int_{-\infty}^{\infty} u_{sd,i}(t - (\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \Delta \bar{r}'_{ij} c^{-1}) u_{sd,j}(t) dt.$$

Здесь

$$u_{fd,i}(t) = F^{-1} \left\{ \left| \dot{K}_{Wadd}(j2\pi f) \right| \dot{U}_{T,i}(j2\pi f) \right\}$$

– наблюдение после прохождения согласованных и декоррелирующего фильтров, АХЧ которых заданы выражением (33),

$$u_{sd,i}(t) = F \left\{ \dot{U}_{T,i}(j2\pi f) \dot{K}_{Wmult,ij}(j2\pi f) \right\}$$

– наблюдение после прохождения согласованных и декоррелирующего фильтров, АХЧ которых заданы выражением (34).

В скобках $\{ \}_{B1}$ заключены следующие операции: вычисление мощности декоррелированного наблюдения в каждом из M каналов, суммирование сигналов на выходах всех M каналов и компенсация мощности $P_{n\Sigma}(B)$ внутренних шумов. В скобках $\{ \}_{B2}$ содержатся следующие операции: вычисление корреляционных функций между всеми парами антенн в АР (при этом сигналы одного из каналов проходят систему линий задержек, реализующих расфильтровку по угловым координатам), суммирование выходов всех блоков, реализующих пре-

дыдущие операции, усиление и компенсация мощности $P_{nb}(B, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0)$ внутренних шумов.

Совместное исследование ФН (24) и оптимальных алгоритмов (32), (35). Корреляционно-компенсационный приемник

Перепишем формулу (21) с учетом того, что ее правая часть представлена выражением (35), раскроем сумму в левой части этого уравнения и выделим две составляющих, соответствующие обработке в $\{ \}_{B1}$ и $\{ \}_{B2}$. Тогда (21) можно записать в виде двух уравнений

$$\int_{-\infty}^{\infty} B(\bar{\vartheta}''') \psi_{opt,1}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{eff}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, q_{ij}, \Delta F) d\bar{\vartheta}'' = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^M \int_0^T u_{fd,i}^2(t) dt - P_{n\Sigma}(B);$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} B(\bar{\vartheta}''') \psi_{opt,2}(\bar{\vartheta}, \bar{\vartheta}'', \bar{\vartheta}_0, A_{eff}, \bar{r}'_i, \bar{r}'_j, q_{ij}, \Delta F) d\bar{\vartheta}'' = \frac{2}{T} \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \int_{-\infty}^{\infty} u_{sd,i}(t - (\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \Delta \bar{r}'_{ij} c^{-1}) u_{sd,j}(t) dt - P_{nb}(B, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0).$$

Каждому приравнению из этой системы соответствует своя ФН. ФН $\psi_{opt,2}(\cdot)$ характеризуется существенно большей разрешающей способностью, в сравнении с заданной выражением $\psi_{opt,1}(\cdot)$, и позволяет восстановить тонкую структуру РМИ. Выше отмечалось, что $\max \{ \psi_{opt,2}(\cdot) \} \gg \max \{ \psi_{opt,1}(\cdot) \}$ и на выходной эффект оптимального алгоритма существенное влияние оказывает ФН $\psi_{opt,2}(\cdot)$. Из этого следует, что для восстановления РМИ с высокой разрешающей способностью достаточно в оптимальном алгоритме оставить обработку, выполняемую в $\{ \}_{B2}$, которой соответствует корреляционно-компенсационная схема радиометра.

Выводы

Впервые решена задача статистического синтеза алгоритма восстановления РМИ в СШП многоантенных радиометрических системах апертурного синтеза. Показано, что оптимальный алгоритм содержит два основных вида операций, которые реализуют компенсационный и корреляционно-компенсационный радиометры. Определена и исследована ФН системы, состоящая из двух составляющих. Вид этой ФН зависит от соотношения сигнал/шум, геометрии АР и ширины полосы частот входных цепей радиометра с учетом декоррели-

руючих фільтров. Совместное исследование ФН и оптимальных операций обработки сигналов в синтезированном алгоритме позволило обосновать целесообразность перехода к квазиоптимальному алгоритму, реализуемому компенсационно-корреляционным радиометром. Найдена предельная погрешность оценивания, которая зависит от соотношения сигнал/шум, времени наблюдения, ширины полосы частот всех каналов с учетом декоррелирующих фильтров и геометрии АР.

Установлено, что применение СШП входных цепей с соответствующей обработкой сигналов позволяет достичь следующих важных результатов: уменьшить количество антенн в системах апертурного синтеза параллельного типа и уменьшить время наблюдения в системах апертурного синтеза последовательного типа. Первое позволяет существенно удешевить конструкцию системы, а второе – исследовать источники, статистические характеристики которых изменяются от наблюдения к наблюдению.

Список литературы

1. Шило С.А. СВЧ радиометрическая система «Зір» для использования в интересах таможенных служб / С.А. Шило, В.М. Чмиль, В.А. Бережной, Ю.Н. Мулькин, Д.М. Бычков, А.С. Гавриленко, В.И. Кужель, А.С. Левда, В.М. Быков // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2003. №3. – С. 11-13.
2. Pavlikov V.V. Statistical synthesis of microwave scanning radiometer / V.V. Pavlikov // *Applied radio-electronic*. – 2012. – V. 11, #3. P. 445–449.
3. Павликов В.В. Статистический синтез алгоритмов восстановления радиояркого изображения в СВЧ-радиометрах сканирующего типа / В.В. Павликов // *Системы управління, навігації та зв'язку*. – 2012. – Вип. 3(14). – С. 37-41.
4. Pavlikov V.V. Optimum restoration of angular radio brightness in scanning radiometer / V.V. Pavlikov // *Proc. of Conference ММЕТ-2012, August 26-31, 2012. Kharkiv, Ukraine*. – P. 333-335.
5. Караваев В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М.: Радио и связь, 1987. 240 с.
6. Wilson Th.L. Tools of Radio Astronomy: Problems and Solutions / Th.L. Wilson, K. Rohlfs, S. Hüttemeister. – Springer, 2009. 536 p.
7. Построение изображений в астрономии по функциям когерентности. Пер. с англ. / Ред. К. Ван Схонвелд. – М.: Мир, 1982. 317 с.
8. 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. 740 с.
9. Kerr, Y.H. Soil moisture retrieval from space: the Soil Moisture and Ocean Salinity (SMOS) mission / Y.H. Kerr, P. Waldteufel, J.-P. Wigneron, J. Martinuzzi, J. Font, M. Berger // *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*. – V.39, No.8. – P.1729–1735. – Aug 2001. DOI: 10.1109/36.942551.
10. Kutuza B.G. Two-dimensional synthetic aperture millimeter-wave radiometric interferometer for measuring full-component Stokes vector of emission from hydrometeors / B.G. Kutuza, G.K. Zagorin // *Radio Science*. – 2002. – Vol. 38, No. 3. – P. MAR 20-1.
11. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф // Перевод с англ. – М.: Наука. 1973. 720 с.
12. Павликов В.В. Статистический синтез алгоритмов формирования радиометрических изображений в двухантенных сверхширокополосных системах апертурного синтеза / В.В. Павликов // *Физические основы приборостроения*. – 2013. – Т.2, №2. – С. 88-96.

Поступила в редколлегию 21.02.2013

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

ОПТИМАЛЬНЕ ВІДТВОРЕННЯ РАДІОМЕТРИЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ У БАГАТОАНТЕННИХ НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ СИСТЕМАХ

В.В. Павліков

Вирішена задача статистичного синтезу алгоритму відтворення радіометричного зображення в надширокопосмугових багатоантенних радіометричних системах апертурного синтезу. Визначена і досліджена функція невизначеності (ФН) таких систем. Наведено результати моделювання ФН. Знайдено теоретично граничну точність вимірювань. Обґрунтовано доцільність переходу до квазиоптимальної обробки просторово-часових радіометричних сигналів в надширокопосмугових системах апертурного синтезу.

Ключові слова: НШП система апертурного синтезу, функція невизначеності радіометричної системи, оптимальний алгоритм, багатоелементні розріджені антенні решітки, радіометричне зображення

OPTIMAL RESTORATION OF RADIOMETRIC IMAGES IN MULTIAN TENNA ULTRAWIDEBAND RADIOMETRIC SYSTEMS

V.V. Pavlikov

The problem of statistical synthesis algorithm for radiometric image restoration in ultrawideband multiantenna radiometric systems of aperture synthesis is solved. The ambiguity function (AF) of such systems is defined and investigated. Modeling results of AF are given. A limit error of estimation is defined. Reasonability of transition to quasioptimal spatio-temporal radiometric signal processing in ultrawideband systems of aperture synthesis is justified.

Keywords: UWB system of aperture synthesis, ambiguity function of radiometric system, optimal algorithm, multielement thinned array antenna, the radiometric image