

## ОПТИМАЛЬНЫЙ АДДИТИВНЫЙ ИНТЕРФЕРОМЕТР И ЕГО ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ФЛУКТУАЦИОННАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

*В.К. ВОЛОСЮК, В.В. ПАВЛИКОВ*

---

Синтезирован алгоритм и структурная схема оптимальной обработки сигналов точечного источника шумового радиотеплового излучения в аддитивном радиоинтерферометре. Полученный алгоритм содержит операции вычисления средней мощности суммы декоррелированных колебаний, снятых с выходов линейных частей приемника в двух каналах интерферометра, преобразования полученной мощности в яркостную температуру с учетом параметров системы и вычитании постоянного сигнала, пропорционального шумовой температуре приемника. Получены аналитические выражения предельной погрешности оценки радиояркостной температуры источника и потенциальной флукутационной чувствительности.

*Ключевые слова:* оптимальный аддитивный радиоинтерферометр, оценка спектральной яркости излучения, потенциальная флукутационная чувствительность.

### ВВЕДЕНИЕ

Радиоинтерферометрические системы широко применяются в радиоастрономии, дистанционном зондировании, медицине и метеорологии. Простейшая система – это аддитивный радиоинтерферометр. В работе [1] просматривается его связь с мультипликативным (корреляционным) интерферометром, интерферометром интенсивностей, интерферометром промежуточного типа и интерферометром с независимыми гетеродинами. Каждый из них характеризуется своими достоинствами и недостатками, определяющими область их применения, и может рассматриваться как инженерная доработка аддитивного интерферометра при конкретных ограничениях на постановку решаемой задачи и условия распространения радиоволн в среде. Большинство структурных схем этих радиометров получены эвристическим путем. В работах [2-5] показано, что некоторые из них близки к оптимальным для пеленгации и оценивания радиояркостной температуры точечных источников шумового излучения. Предложенные в [2-5] оптимальные радиоинтерферометры в настоящее время недостаточно исследованы. Так, например, в литературе отсутствует информация об их флукутационной чувствительности (ФЧ). Известны некоторые работы по оцениванию ФЧ радиоинтерферометров корреляционного типа [6, 7] и интенсивностей [7]. Но в этих работах использована методика оценки ФЧ, заключающаяся в поиске статистических характеристик шумового сигнала на выходе конкретных схем радиометров. В работе [8] обобщено определение потенциальной ФЧ и предложена методика ее оценки, основанная на применении информационной матрицы Фишера. Представляет практический интерес оценка потенциальной ФЧ оптимального аддитивного радиоинтерферометра.

Цель статьи – статистический синтез оптимального алгоритма оценки радиояркостной

температуры точечного источника шумового радиоизлучения в аддитивном интерферометре, разработка соответствующей структурной схемы и исследование его потенциальной флукутационной чувствительности.

### 1. ПОСТАНОВКА ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ. УРАВНЕНИЕ НАБЛЮДЕНИЯ

В двухантенном радиометре необходимо на интервале наблюдения  $[0, T]$  сигналов  $s(t, \lambda)$  и  $s(t - t_3, \lambda)$  в аддитивной смеси с внутренними шумами  $n_i(t)$  ( $i = 1, 2$ ) дать оптимальную оценку яркостной температуры источника излучения  $\lambda = T_s^\circ$ , а также получить выражения для предельной точности оценивания и потенциальной ФЧ. Постановка задачи по отношению к оценке яркостной температуры не снижает её общности, так как в работе [9] приведены примеры связи яркостной температуры со статистическими и геофизическими характеристиками исследуемых объектов.

Исходными данными для решения поставленной задачи являются колебания  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ , наблюдаемые на выходах линейных частей (ЛЧ) двух каналов радиометра. Каждая ЛЧ характеризуется частотной характеристикой  $K(j\omega)$  (полагается идентичной для первого и второго каналов) и внутренними шумами  $n_i(t)$  ( $i = 1, 2$ ), пересчитанными ко входу ЛЧ. В каждом канале полезные сигналы смешиваются аддитивно с внутренними шумами приемника. Сигналы в каналах могут отличаться на время задержки  $t_3$ . С целью исключения сингулярных решений уравнения правдоподобия добавим на выходах ЛЧ белые гауссовские шумы  $n_{p1}$  и  $n_{p2}$  с малой спектральной плотностью мощности (СПМ) относительно СПМ полезного сигнала и внутренних шумов приемника.

С учетом отмеченного запишем уравнения наблюдения в первом и втором каналах следующим образом

$$u_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [s(\tau, \lambda) + n_1(\tau)] h(t - \tau) d\tau + n_{p1}(t), \quad (1)$$

$$u_2(t - t_3) = \int_{-\infty}^{\infty} [s(\tau - t_3, \lambda) + n_2(\tau)] h(t - \tau) d\tau + n_{p2}(t), \quad (2)$$

где  $h(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega$  – импульсная характеристика, связанная с частотной характеристикой  $\dot{K}(j\omega)$  посредством преобразования Фурье;  $t \in (0, T)$ .

Статистические свойства процессов, входящих в уравнения наблюдения:

1)  $\langle s_i(t, \lambda) \rangle = 0$ ,  $\langle n_i \rangle = 0$ ,  $\langle n_{pi} \rangle = 0$ , где  $i = 1, 2$  – номер канала;

2)  $s_1(t, \lambda) = s_2(t - t_3, \lambda)$  – сигнал во втором канале с точностью до времени задержки совпадает с сигналом в первом канале;

3) сигналы в первом и втором каналах имеют вид

$$s_1(t, \lambda) = \int_{D'_1} \int_{\theta=-\infty}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}'_1) \dot{A}(f, \vartheta, \lambda) e^{j2\pi f \left( t - \frac{\vartheta \vec{r}'_1}{c} \right)} df d\vartheta d\vec{r}'_1,$$

$$s_2(t - t_3, \lambda) = \int_{D'_2} \int_{\theta=-\infty}^{\infty} \dot{I}(f, \vec{r}'_2) \dot{A}(f, \vartheta, \lambda) e^{j2\pi f \left( t - \frac{\vartheta \vec{r}'_2}{c} - \frac{\vartheta_0 d}{c} \right)} df d\vartheta d\vec{r}'_2,$$

где  $\dot{I}(f, \vec{r}'_i)$  – амплитудно-фазовое распределение поля в апертуре  $i$ -й антенны;  $\vec{r}'_i = (x'_i, y'_i) \in D'_i$  – координаты элементов  $i$ -й приемной антенны;  $\dot{A}(f, \vartheta, \lambda)$  – двухсторонняя (как и в классической теории преобразований Фурье,  $f \in (-\infty, \infty)$ ) спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды сигнала,  $t_3 = \cos(\theta_0) d / c = \vartheta_0 d / c$ ,  $\vartheta = \cos(\theta)$ ;

$$4) \langle \dot{A}(f_1, \vartheta_1, \lambda) \dot{A}^*(f_2, \vartheta_2, \lambda) \rangle = B(f_1, \vartheta_1, \lambda) \delta(\vartheta_1 - \vartheta_2) \delta(f_1 - f_2),$$

где  $B(f_1, \vartheta_1, \lambda)$  – спектрально-угловая яркость источника излучения [9];

5) автокорреляционные функции

$$R_s(t_1, t_2) = \langle s(t_1) s(t_2) \rangle = \frac{N_{0s}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$R_{ni}(t_1, t_2) = \langle n_i(t_1) n_i(t_2) \rangle = \frac{N_{0i}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$R_{pi}(t_1, t_2) = \langle n_{pi}(t_1) n_{pi}(t_2) \rangle = \frac{N_{0pi}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

где  $N_0 / 2$  – двухсторонняя СПМ соответствующего процесса,  $i = 1, 2$ ;

6) взаимная корреляция между процессами отсутствует.

## 2. РЕШЕНИЕ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ

Алгоритм оптимальной оценки  $\lambda = T_s^\circ$  найдем из решения уравнения правдоподобия вида [9]

$$spur \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial \underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \underline{W}(t_1, t_2, T_s) dt_1 dt_2 = -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \vec{u}^T(t_1) \frac{\partial \underline{W}(t_1, t_2, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \vec{u}(t_2) dt_1 dt_2, \quad (3)$$

где  $\vec{u}^T(t) = \|u_1(t), u_2(t)\|$ ; “ $T$ ” – операция транспонирования;  $\underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ)$  – матрица корреляционных функций;  $\underline{W}(t_1, t_2, T_s^\circ)$  – матрица обратных корреляционных функций, определяемая из уравнения обращения

$$\int_0^T \underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ) \underline{W}(t_2, t_3, T_s^\circ) dt_2 = \underline{I} \delta(t_1 - t_3), \quad (4)$$

где  $\underline{I}$  – единичная матрица;  $\delta(t_1 - t_3)$  – дельта-функция;  $spur$  – след матрицы;  $\langle \cdot \rangle$  – знак статистического усреднения; чертой снизу обозначена матрица.

Найдем корреляционную матрицу наблюдений в виде

$$\underline{R}(t_1, t_2, T_s^\circ) = \begin{bmatrix} R_\Sigma(\tau, T_s^\circ) & R_s(\tau + t_7, T_s^\circ) \\ R_s(\tau - t_7, T_s^\circ) & R_\Sigma(\tau, T_s^\circ) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

где

$$R_\Sigma(\tau, T_s^\circ) = \frac{1}{2} \{ [N_{0s}(\vartheta_0, T_s^\circ) + N_0] R_h(t_1 - t_2) + N_{0p} \delta(t_1 - t_2) \},$$

$$R_s(\tau \pm t_7, T_s^\circ) = \frac{N_{0s}(\vartheta_0, T_s^\circ)}{2} R_h(t_1 - t_2 \pm \vartheta_0 d / c),$$

$$R_h(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau$$

– автокорреляционная функция импульсной характеристики;

$$\frac{N_{0s}(f, \vec{\vartheta}_0, T_s^\circ)}{2} = \int_{\vartheta} B(f, \vec{\vartheta}, T_s^\circ) \left| \dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0) \right|^2 d\vec{\vartheta}$$

– двухсторонняя (по частоте  $f$ ) спектральная плотность мощности (антенная спектральная яркость, т.е. спектрально-угловая яркость, сглаженная диаграммой направленности антенны по мощности  $|\dot{F}(f, \vec{\vartheta} - \vec{\vartheta}_0)|^2$ );  $t_3 = \vartheta_0 d / c$ ;  $\tau = t_1 - t_2$ . Запись  $N_{0s}(\vartheta_0, T_s^\circ) = N_{0s}(f, \vartheta_0, T_s^\circ)$  соответствует тому, что в диапазоне частот, определяемом ЛЧ, занимающей весьма широкую область частот, СПМ полагаем постоянной и равной СПМ на центральной частоте  $f_0$ .

Применяя к выражению (5) теорему Хинчина-Винера, найдем матрицу СПМ в виде

$$\underline{G}(\omega, \lambda) = F \left[ \underline{R}(\tau, T_s^\circ) \right] = \begin{bmatrix} G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) & G_s(\omega, T_s^\circ) e^{j\omega t_3} \\ G_s(\omega, T_s^\circ) e^{-j\omega t_3} & G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где

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

$$G_{ni}(\omega) = 0,5 N_{0ni} \left| \dot{K}(j\omega) \right|^2, \quad (7)$$

$$G_{pi}(\omega) = 0,5 N_{0pni}, \quad i = 1, 2$$

$$G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) = G_s(\omega, T_s^\circ) + G_n(\omega) + G_{np}(\omega). \quad (8)$$

Связь между СПМ и эквивалентными температурами определим из формулы Найквиста в виде

$$N_{os} = k_B T_s^\circ, \quad N_{on_1} = N_{on_2} = N_{on} = k_B T_n^\circ, \\ N_{onp} = k_B T_p^\circ, \quad (9)$$

где  $k_B$  – постоянная Больцмана.

На практике время наблюдения  $T$  существенно превышает интервал корреляции всех процессов, входящих в уравнение наблюдения. Кроме этого, учитывая стационарность рассматриваемых процессов, получим решение уравнения (4) в частотной области в виде [9]

$$\underline{G}(\omega, T_s^\circ) \underline{G}_W(\omega, T_s^\circ) = \underline{I},$$

или

$$\underline{G}_W(\omega, T_s^\circ) = \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) = F \left[ \underline{W}(\tau, T_s^\circ) \right], \quad (10)$$

где  $F[\cdot]$  – оператор преобразования Фурье.

Подставив в выражение (3) вместо  $\underline{R}(\tau, T_s^\circ)$  и  $\underline{W}(\tau, T_s^\circ)$  их образы Фурье и выполнив несложные преобразования, получим уравнение правдоподобия в спектральной форме

$$\text{spur } T \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial \underline{G}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) d\omega = \\ = - \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{U}^+(j\omega) \frac{\partial \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \vec{U}(j\omega) d\omega, \quad (11)$$

где  $\vec{U}(j\omega) = \|\dot{U}_1(j\omega), \dot{U}_2(j\omega)\|^T = F[u_1(t), u_2(t)]$ ; "+" – символ эрмитова сопряжения;

$$\frac{\partial \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} = - \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) \frac{\partial \underline{G}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ), \quad (12)$$

а обратная матрица СПМ находится в результате обращения матрицы (8)

$$\underline{G}^{-1}(\omega, T_s^\circ) = \\ = \frac{1}{\Delta(\omega, T_s^\circ)} \begin{vmatrix} G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) & -G_s(\omega, T_s^\circ) e^{j\omega t_3} \\ -G_s(\omega, T_s^\circ) e^{-j\omega t_3} & G_\Sigma(\omega, T_s^\circ) \end{vmatrix}, \quad (13)$$

где  $\Delta(\omega, T_s^\circ) = G_\Sigma^2(\omega, T_s^\circ) - G_s^2(\omega, T_s^\circ)$  – определитель матрицы  $\underline{G}(\omega, T_s^\circ)$ .

Найдем производную по искомому параметру от матрицы СПМ (8)

$$\frac{\partial \underline{G}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} = 0,5 k_B |\dot{K}(j\omega)|^2 \begin{vmatrix} 1 & e^{j\omega t_3} \\ e^{-j\omega t_3} & 1 \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Оптимальную оценку спектральной яркости (мощности) радиотеплового излучения получим, решив уравнение правдоподобия (11) относительно  $\lambda_\mu = T_s^\circ$ .

Правая часть уравнения правдоподобия (11) характеризует все операции, которые необходимо произвести под принятыми колебаниями  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ . Подставим в правую часть (11) выражения (12)–(14). Выполним несложные математические операции, можно переписать правую часть в виде

$$(2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |M_{T_s}(\omega)|^2 |\dot{U}_1(j\omega) e^{-j\omega t_7} + \dot{U}_2(j\omega)|^2 d\omega, \quad (15)$$

где

$$|M_{T_s}(\omega)|^2 = \frac{|\dot{K}_H(j\omega)|^2 |W_{T_s}(\omega)|^2}{2k_B |\dot{K}_0|^2 (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^2}; \quad (16)$$

$$W_{T_s}(\omega) = \left[ |\dot{K}_H(j\omega)|^2 + 0,5T_p^\circ (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^{-1} |\dot{K}_0|^2 \right]^{-1} \quad (17)$$

– АЧХ фильтра, выполняющего инверсную фильтрацию (декорреляцию) колебаний  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ . Подставим в выражение (15) формулы (16) и (17) и выполнив переход во временную область посредством теоремы Парсеваля-Лапласа, получим

$$[2k_B |\dot{K}_0|^2 (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^2]^{-1} \int_0^T u_{W_\Sigma}^2(t) dt, \quad (18)$$

где  $u_{W_\Sigma}(t) = u_{1W_{T_s}}(t-t_7) + u_{2W_{T_s}}(t)$ , а  $u_{1W_{T_s}}(t-t_3)$  и  $u_{2W_{T_s}}(t)$  – декоррелированные в фильтрах с АЧХ  $M_{T_s}(\omega)$  наблюдения в первом и втором каналах соответственно.

Выполним расчет левой части уравнения (11) с учетом выражений (16) и (17)

$$\text{spur}(2\pi)^{-1} T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial \underline{G}(\omega, \vec{\lambda})}{\partial T_s^\circ} \underline{G}^{-1}(\omega, \vec{\lambda}) d\omega = \\ = 2T \Delta f_\Sigma (T_s^\circ + 0,5T_n^\circ)^{-1}, \quad (19)$$

где  $2\Delta f_\Sigma = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j\omega)|^2 W_{T_s}(\omega) d\omega$  – эквивалентная полоса последовательного соединения согласованного фильтра с АЧХ  $|\dot{K}_H(j\omega)|$  и декоррелирующего фильтра с АЧХ  $\sqrt{|W_{T_s}(\omega)|}$ .

Тогда, подставив выражения (18) и (19) в уравнение правдоподобия (11) и решим его относительно  $T_s^\circ$  следующим образом

$$T_s^\circ = (4k_B T \Delta f_\Sigma |\dot{K}_0|^2)^{-1} \int_0^T u_{W_\Sigma}^2(t) dt - 0,5T_n. \quad (20)$$

Величину  $0,5T_n$  измеряют при калибровке радиометров, закрывая их вход и измеряя лишь температуру  $T_n$ .

Перечислим основные операции, которые должны выполняться радиометром (алгоритм обработки) над принятыми колебаниями  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ .

1. Согласованная фильтрация колебаний  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  в фильтре АЧХ которого совпадает с нормированной АЧХ ЛЧ  $|\dot{K}_H(j\omega)|$ .

2. Декорреляция полученных колебаний в фильтре с АЧХ  $W_{T_s}(\omega)$ .

3. Задержка сигнала  $u_1(t)$  с целью синфазного суммирования содержащихся в наблюдениях  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  полезных сигналов  $s(t, \vec{\lambda})$ .

4. Квадратичное детектирование (возведение в квадрат) и интегрирование полученных колебаний, позволяющих сформировать оценку их средней мощности в направлении  $\theta_0$ :

$$P_{Wcp}(\theta_0) = T^{-1} \int_0^T u_{W_\Sigma}^2(t) dt.$$

5. Решение уравнения (20), являющегося результатом математического преобразования уравнения правдоподобия (11).

Полученный алгоритм описывает оптимальную схему аддитивного интерферометра, которая отличается от известной [1, 2, 6, 7] наличием декоррелирующих фильтров, усилителя, преобразующего мощность в эквивалентные температуры, и вычитания шумовой температуры приемника, полученной на этапе калибровки системы.

Составим структурную схему соответствующую алгоритму (20) (рис. 1). Процессы с выхода антенн через ЛЧ поступают на согласованные и декоррелирующие фильтры (АЧХ вида  $W_{T_s}$ ). Декоррелирующие фильтры расширяют полосу приемника, уменьшают радиусы корреляции случайных процессов, увеличивают число их некоррелированных отсчетов на интервале наблюдения  $(0, T)$ . Далее процессы обоих каналов суммируются (блок  $\Sigma$ ), а суммарный процесс поступает на квадратичный детектор (блок  $(\cdot)^2$ ) и интегратор (блок  $\int dt$ ). Отметим, что декорреляция повышает эффективность усреднения процессов в интеграторе. Линия задержки (ЛЗ) компенсирует межканальную разность фаз сигналов (обеспечивает фокусировку системы в заданном направлении). После интегратора процесс поступает в усилитель (блок У) с коэффициентом усиления  $1/4k_B T \Delta f_{\Sigma} |K_0|$  и далее в вычитающее устройство, на второй вход которого поступает постоянный сигнал  $T_n^\circ/2$ , пропорциональный шумовой температуре приемника (определяется при калибровке системы). Так как АЧХ декоррелирующих фильтров (см. выражения (16) и (17)) зависят от  $T_n^\circ/2$  и  $T_s^\circ$ , то в схеме предусмотрены обратная связь с выходов  $T_s^\circ$  и  $T_n^\circ/2$  на фильтры  $W_{T_s}$  (т.е. частотные характеристики фильтров адаптивные).

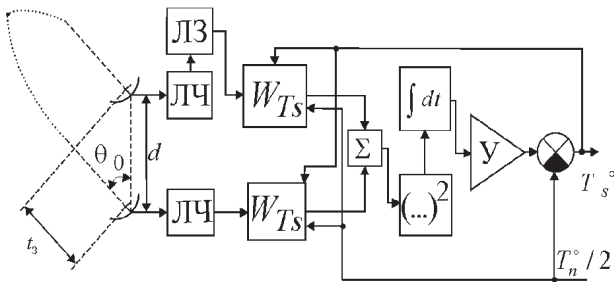


Рис. 1. Структурная схема оптимального аддитивного радиоинтерферометра

Оценим предельную точность оценки  $T_s^\circ$ . Вначале найдем элемент информационной матрицы Фишера, который для уравнения правдоподобия (3) примет вид

$$B_{T_s T_s} = -spur \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[ \frac{\partial}{\partial T_s} R(t_1, t_2, \lambda) \times \frac{\partial}{\partial T_s} W(t_1, t_2, \lambda) \right] dt_1 dt_2 \Bigg|_{T_s = \hat{T}_s} .$$

Так как наблюдаемые процессы стационарные, то решение полученного уравнения будем искать в спектральной области. Для этого, используя теорему Хинчина-Винера, запишем элемент матрицы Фишера следующим образом

$$B_{T_s T_s} = -spur \frac{1}{4\pi} T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G'(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \frac{\partial G^{-1}(\omega, T_s^\circ)}{\partial T_s^\circ} \Bigg|_{T_s^\circ = \hat{T}_s^\circ} . \quad (21)$$

Подставляя в уравнение (21) выражения (12) – (14), (16) и (17) получим

$$B_{T_s, T_s} = \frac{T \Delta f_{\Sigma}}{2(T_s^\circ + T_n^\circ/2)^2} ,$$

где

$$\Delta f_{\Sigma} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{K}_H(j\omega) \right|^2 W_{T_s}(\omega) d\omega$$

– эффективная ширина спектра в канале оценки температуры  $T_s$ ;

$$\alpha_0 = 0,5 N_{0,p} (N_{0s} + 0,5 N_{0n})^{-1} .$$

Тогда предельная точность измерения яркостной температуры примет вид

$$\sigma_{T_s}^2 = B_{T_s, T_s}^{-1} = \frac{(2T_s^\circ + T_n^\circ)^2}{2T \Delta f_{\Sigma}} . \quad (22)$$

Из выражения (21) следует, что точность оценивания  $T_s^\circ$  существенно зависит от произведения  $T \Delta f_{\Sigma}$ .

### 3. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ФЛУКТУАЦИОННАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

Рассчитаем потенциальную ФЧ в соответствии с определением и методикой изложенными в [8]. Потенциальная ФЧ – это минимальное приращение постоянной составляющей эффективной температуры  $\Delta T_E$  сигнала к среднеквадратическому отклонению флуктуационной составляющей шумов на его выходе  $\sigma_{T_s, T}$ , при котором отношение сигнал/шум на выходе равно единице. При этом величину  $\sigma_{T_s, T}$  получим как корень квадратный из матрицы, обратной информационной матрице Фишера. Использование матрицы Фишера для расчета флуктуационной составляющей шума на выходе  $\sigma_{T_s, T}$  определяет название “потенциальная” ФЧ по аналогии с потенциальной точностью оценивания.

В отличие от модуляционного радиометра [8], где модуляция меандром снижает прирост эффективной температуры сигнала в два раза, прирост эффективной температуры в аддитивном радиоинтерферометре равен приросту температуры за время наблюдения, т.е.  $\Delta T_E^\circ = \Delta T^\circ$ .

Отношение сигнал/шум на выходе синтезированного радиометра определим следующим образом

$$q = \frac{T_s^\circ}{\sigma_{T_s}} , \quad (23)$$

где  $\sigma_{T_s} = \sqrt{\sigma_{T_s}^2}$  – среднеквадратическое отклонение флуктуационной составляющей на выходе радиометра.

Чувствительность найдем, подставив корень квадратный из дисперсии  $\sigma_{T_s}^2$  (см. выражение (22)) в (23) и приравняем полученное выражение единице

$$q = \frac{\Delta T_{s \min}^\circ}{\sigma_{T_n}} = 1 ,$$

или



$$\Delta T_{s\min}^{\circ} = \sigma_{Tn} = \frac{2T_s^{\circ} + T_n^{\circ}}{\sqrt{2T\Delta f_{\Delta T_s}}} \quad (24)$$

В малосигнальном приближении выражение (24) примет вид

$$\Delta T_{s\min}^{\circ} \approx \frac{T_n^{\circ}}{\sqrt{2T\Delta f_{Tn}}} \quad (25)$$

При измерениях мощных источников радиозлучения, когда мощность сигнала существенно превосходит мощность помех, выражение (24) можно упростить

$$\Delta T_{s\min}^{\circ} \approx \frac{\sqrt{2}T_s^{\circ}}{\sqrt{T\Delta f_{\Delta T_s}}} \quad (26)$$

### ВЫВОДЫ

1. Синтезирован алгоритм оптимального оценивания яркостной температуры точечного источника шумового радиотеплового излучения. Показано, что в отличие от известных из [1, 2, 6, 7], полученный алгоритм содержит декоррелирующие фильтры, усилитель, преобразующий мощность в эквивалентные температуры, и устройство вычитания шумовой температуры приемника, измеренной на этапе калибровки системы. Приведена структурная схема аддитивного радиоинтерферометра, соответствующая оптимальному алгоритму.

2. Получено выражение для предельной погрешности оценки яркостной температуры объекта, зависящие от энергетического отношения сигнал/шум, времени наблюдения и полосы частот радиометра с учетом декоррелирующего фильтра.

3. Определена потенциальная флуктуационная чувствительность аддитивного радиоинтерферометра.

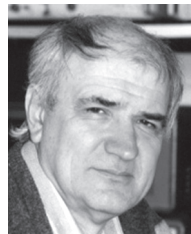
### Литература.

- [1] Цейтлин Н.М. Антенная техника и радиоастрономия. – М.: Сов. радио, 1976. – 352 с.
- [2] Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с.
- [3] Павликов В.В. Оптимальная оценка яркостной температуры объектов в двухантенном радиометре / Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Харьков. – №1(7), 2012 (в печати).
- [4] Волосяк В.К., Павликов В.В., Якущенко И.А. Оптимальная оценка пеленга точечного источника шумового радиозлучения в двухантенном радиометре / Системи озброєння і військова техніка. – Харьков. – №1(21), 2012 (в печати).
- [5] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / Под ред. Ширмана Я.Д. – М.: ЗАО “МАК-ВИС”, 1998. – 828 с.
- [6] Кисляков А.Г. О чувствительности корреляционного измерителя / Известия высших учебных заведений. – Радиофизика. – Том 1, №4, 1958. – С. 81–89.
- [7] Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1973. – 416 с.
- [8] Волосяк В.К., Павликов В.В. Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа / Прикладная радиоэлектроника, 2011, Т. 10, № 3. – С. 285–294.

- [9] Волосяк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации. – М.: Физматлит, 2008. – 704 с.

Поступила в редколлегию 28.02.2012

**Волосяк Валерий Константинович**, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ». Область научных интересов: статистическая теория радиотехнических систем, дистанционное зондирование, комплексирование активных и пассивных радиолокационных систем.



**Павликов Владимир Владимирович**, канд. техн. наук, докторант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ». Область научных интересов: статистическая теория пассивной радиолокации.



УДК 621.396

**Оптимальний адитивний інтерферометр і його потенційна флуктуаційна чутливість** / В.К. Волосяк, В.В. Павліков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 82–86.

Синтезований алгоритм і структурна схема оптимальної обробки сигналів точкового джерела шумового радіотеплового випромінювання в адитивному радіоінтерферометрі. Отриманий алгоритм містить операції обчислення середньої потужності суми декорельованих коливань, знятих з виходів лінійних частин приймача в двох каналах інтерферометра, перетворення отриманої потужності в яскравісну температуру з урахуванням параметрів системи і відніманні постійного сигналу, пропорційного шумовій температурі приймача. Отримані аналітичні вирази граничної погрешності оцінки радіояскравісної температури джерела і потенційної флуктуаційної чутливості.

*Ключові слова:* оптимальний адитивний радіоінтерферометр, граничні погрешності вимірів, потенційна флуктуаційна чутливість.

Л. 01. Бібліогр.: 9 найм.

UDC 621.396

**Optimal additive interferometer and its potential fluctuation sensitivity** / V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 82–86.

The algorithm and the block diagram for optimal signal processing of a point source noise of radio thermal radiation in an additive interferometer is synthesized. The calculated algorithm contains operations of calculating mean power of the decorrelated oscillation sum which have been picked up from the outputs of receiver linear parts in two interferometer channels, transformation of the obtained power into brightness temperature in view of the system parameters and subtraction of the constant signal proportional to receiver noise temperature. Analytical expressions of a limiting error of estimating source brightness temperature and potential fluctuation sensitivity are obtained.

*Keywords:* optimal additive radiointerferometer, estimation of spectral radiation brightness, potential fluctuation sensitivity.

Fig. 01. Ref.: 9 items.