

УДК 621.396

В.К. ВОЛОСЮК, В.В. ПАВЛИКОВ, С.С. ЖИЛА

*Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина*

## ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В РАДИОМЕТРЕ С ДВУХКАСКАДНЫМ ВХОДНЫМ ТРАКТОМ

*Решается задача оценки параметров сигналов в радиометре с двухкаскадным входным трактом и разрабатывается соответствующая структурная схема алгоритма, содержащая операции инверсной фильтрации, декорреляции, квадратичного детектирования, интегрирования и компенсации внутренних шумов радиометра. Обосновывается физическая сущность и величина регуляризирующей добавки, используемой в уравнениях наблюдения при постановке задач статистического синтеза радиометрических систем. На основе матрицы Фишера рассчитывается предельная погрешность оценки параметра.*

**Ключевые слова:** оптимальный радиометр, регуляризирующая добавка, инверсная фильтрация, декоррелирующий фильтр, предельные погрешности оценок параметров.

### Введение

В работах [1-6] решались задачи статистического синтеза компенсационного и модуляционного радиометров, а также аддитивного и мультипликативного радиоинтерферометров. При этом в постановке оптимизационных задач в уравнение наблюдения вводилась регуляризирующая добавка в виде белого гауссовского шума малой мощности, относительно внутренних шумов радиометра, исключающая сингулярные решения интегральных уравнений. Однако физическая сущность и величина этой добавки не конкретизировались. В статье доказывается, что регуляризирующая добавка – это шум последнего каскада перед квадратичным детектором (например, усилителя промежуточной частоты в приемнике супергетеродинного типа). Несмотря на сходство синтезированного алгоритма с приведенными в работах [1-6], полученные результаты имеют самостоятельный практический интерес.

### Постановка оптимизационной задачи.

#### Уравнение наблюдения

**Постановка оптимизационной задачи.** На интервале наблюдения  $t \in [0, T]$  необходимо дать оценку неизвестных параметров  $\vec{\lambda}$  полезного сигнала  $s(t, \vec{\lambda})$ , наблюдаемого на фоне внутренних шумов  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$  двухкаскадного входного тракта радиометра, полагая частотные характеристики этих каскадов заданными. Требуется также получить выражения для предельной погрешности оценки параметров.

**Уравнения наблюдения.** Математическая модель структуры входного тракта радиометра показана на рис. 1. С выхода антенны А на вход радиометра поступает сигнал  $s(t, \vec{\lambda})$ , который смешивается с внутренними шумами  $n_1(t)$  первого каскада приемника, проходит первый каскад с частотной характеристикой  $\dot{K}_1(j2\pi f)$ , смешивается с шумами второго каскада  $n_2(t)$  и проходит второй каскад с частотной характеристикой  $\dot{K}_2(j2\pi f)$ .

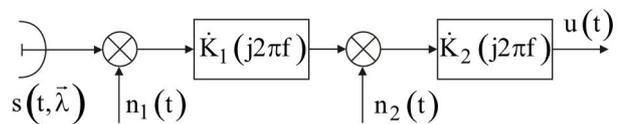


Рис. 1. Математическая модель структурной схемы входного тракта радиометра

Частотная характеристика  $\dot{K}_1(j2\pi f)$  описывает результирующую полосу пропускания блоков между антенной и последним блоком додетекторной части приемника (например, содержит преобразователи частоты сигнала, фильтры и усилители). Частотная характеристика  $\dot{K}_2(j2\pi f)$  характеризует полосу последнего блока додетекторной части (например, в приемнике супергетеродинного типа это может быть усилитель промежуточной частоты).

Уравнение наблюдения, соответствующее схеме, представленной на рис. 1, имеет вид

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} [s(t_1, \vec{\lambda}) + n_1(t_1)] h_1(t_2 - t_1) dt_1 + n_2(t_2) \right\} h_2(t - t_2) dt_2, \quad (1)$$

где  $s(t, \vec{\lambda})$ ,  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$  – полезный сигнал, снимаемый с выхода антенны А и внутренние шумы радиометра первого и второго каскада соответственно, пересчитанные ко входам;  $h_1(t)$  и  $h_2(t)$  – импульсные характеристики первого и второго каскадов усиления, связанные преобразованием Фурье с амплитудно-частотными характеристиками  $\dot{K}_{1,2}(j2\pi f)$ .

**Статистические свойства процессов, входящих в уравнения наблюдения.** Все процессы, входящие в уравнение (1), гауссовы с нулевыми средними. Автокорреляционные и взаимокорреляционные функции имеют вид:

$$\langle s(t_1, \vec{\lambda})s(t_2, \vec{\lambda}) \rangle = \frac{S_0(\vec{\lambda})}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$\langle n_1(t_1)n_1(t_2) \rangle = \frac{N_{01}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$\langle n_2(t_1)n_2(t_2) \rangle = \frac{N_{02}}{2} \delta(t_1 - t_2),$$

$$\langle s(t_1, \vec{\lambda})n_1(t_2) \rangle = \langle s(t_1, \vec{\lambda})n_2(t_2) \rangle = \langle n_1(t_1)n_2(t_2) \rangle = 0.$$

Корреляционная функция уравнения наблюдения

$$\begin{aligned} R_u(t_1, t_2, \vec{\lambda}) &= \langle u(t_1)u(t_2) \rangle = \\ &= \frac{S_0(\vec{\lambda})}{2} \int_{-\infty}^{\infty} R_{h1}(\tau)R_{h2}(t_1 - t_2 + \tau) d\tau + \\ &+ \frac{N_{01}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} R_{h1}(\tau)R_{h2}(t_1 - t_2 + \tau) d\tau + \\ &+ \frac{N_{02}}{2} R_{h2}(t_2 - t_1), \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} R_u(t_1 - t_2) &= \frac{1}{2} [S_0(\vec{\lambda}) + N_{01}] R_{h1}(t_1 - t_2) \otimes \\ &\otimes R_{h2}(t_2 - t_1) + \frac{1}{2} N_{02} R_{h2}(t_2 - t_1), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $R_{h1}(t_1 - t_2)$  и  $R_{h2}(t_1 - t_2)$  – автокорреляционные функции соответствующих импульсных характеристик;  $\otimes$  – оператор свертки.

### Решение оптимизационной задачи

**Уравнение правдоподобия.** Решение получим методом максимального правдоподобия. Функционал правдоподобия запишем в виде [1]

$$\begin{aligned} P[u(t) | \vec{\lambda}] &= k(\vec{\lambda}) \exp \left[ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1)W(t_1, t_2, \vec{\lambda}) \times \right. \\ &\left. \times u(t_2) dt_1 dt_2 \right] = \max, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $W(t_1, t_2, \vec{\lambda})$  – функция обратная корреляционной функции и находится из интегрального уравнения обращения [1]

$$\int_0^T R(t_1, t_2, \vec{\lambda}) W(t_2, t_3, \vec{\lambda}) dt_2 = \delta(t_1 - t_3);$$

а  $k(\vec{\lambda})$  – параметр, зависящий от  $\vec{\lambda}$ .

Дифференцируя логарифм функционала правдоподобия (3) по искомому параметру получим уравнение правдоподобия

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} R(t_1, t_2, \hat{\lambda}) \right] W(t_1, t_2, \hat{\lambda}) dt_1 dt_2 - \\ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} W(t_1, t_2, \hat{\lambda}) \right] u(t_1)u(t_2) dt_1 dt_2 = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

В общем случае найти явное выражение для  $W(t_1, t_2, \hat{\lambda})$  не удастся. Учитывая, что  $R(t_1 - t_2, \vec{\lambda})$  зависит от разностного аргумента  $(t_1 - t_2)$ , получим решение (4) в спектральной области

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2} T \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} G_R(f, \hat{\lambda}) \right] G_W(f, \hat{\lambda}) df - \\ -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} G_W(f, \hat{\lambda}) |\dot{U}(j2\pi f)|^2 df = 0, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} G_R(f, \hat{\lambda}) &= F \left[ R_u(t_1 - t_2, \hat{\lambda}) \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ (S_0(\hat{\lambda}) + N_{01}) |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right\} |\dot{K}_2(j2\pi f)|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

– энергетический спектр наблюдения, полученный в соответствии с теоремой Хинчина-Винера;

$$\begin{aligned} G_W(f, \hat{\lambda}) &= \frac{1}{G_R(f, \hat{\lambda})} = \\ &= \frac{2}{\left\{ (S_0(\hat{\lambda}) + N_{01}) |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right\} |\dot{K}_2(j2\pi f)|^2} \end{aligned} \quad (7)$$

– энергетический спектр, полученный переходом в спектральную область интегрального уравнения обращения;  $F[\cdot]$  – оператор прямого преобразования Фурье;  $|\dot{U}(j2\pi f)|^2$  – периодограмма наблюдения.

**Оптимальная оценка спектральной яркости излучения.** Подставив в уравнение правдоподобия (выражение (5)) формулы (6) и (7), а также выполнив дифференцирование, получим оценку мощности полезного сигнала на выходе радиометрической системы

$$\begin{aligned}
\hat{\sigma}_s^2 &= \\
&= \frac{1}{2} S_0(\hat{\lambda}) \int_{-\infty}^{\infty} \left[ |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_2(j2\pi f)|^2 \right] \frac{1}{|\dot{K}_2(j2\pi f)|^2} \times \\
&\quad \times \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|^2}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]^2} df = \\
&= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(j2\pi f)|^2 \frac{1}{|\dot{K}_2(j2\pi f)|^2} \times \\
&\quad \times \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|^2}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]^2} df - \\
&- \frac{N_{01}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_2(j2\pi f)|^2 \right] \frac{1}{|\dot{K}_2(j2\pi f)|^2} \times \\
&\quad \times \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|^2}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]^2} df - \\
&- \frac{N_{02}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_2(j2\pi f)|^2 \frac{1}{|\dot{K}_2(j2\pi f)|^2} \times \\
&\quad \times \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|^2}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]^2} df .
\end{aligned} \tag{8}$$

Рассмотрим все составляющие выражения (8). Левую часть представим в виде

$$\hat{\sigma}_s^2 = S_0(\hat{\lambda}) \Delta F_S(\hat{\lambda}), \tag{9}$$

где

$$2\Delta F_S(\hat{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|^4}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]^2} df \tag{10}$$

– ширина полосы пропускания системы, измеряемая после обесцараживающего фильтра. Т.е. левая часть уравнения (8) примет описывает оценку мощности полезного процесса.

Основные операции над принятым наблюдением содержатся в первой составляющей правой части уравнения (8), которую можно записать в виде

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\dot{U}(j2\pi f)}{\dot{K}_2(j2\pi f)} \frac{\dot{K}_1(j2\pi f)}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]} \right|^2 df. \tag{11}$$

Под знаком интеграла содержатся операции пропускания сигнала через два последовательно включенных фильтра с АЧХ вида

$$|\dot{K}_{inv2}(j2\pi f)| = \frac{1}{|\dot{K}_2(j2\pi f)|} \tag{12}$$

и

$$|\dot{K}_{W1}(j2\pi f, \hat{\lambda})| = \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]}. \tag{13}$$

Эти выражения описывают квадраты амплитудных характеристик инверсного и декоррелирующего фильтров соответственно. Зависимость  $|\dot{K}_{W1}(j2\pi f, \hat{\lambda})|^2$  от  $\hat{\lambda}$  указывает на то, что фильтр должен быть адаптивным.

Отметим, что АЧХ вида (13) была получена в работе [2]. Однако в отмеченных работах не конкретизирована величина  $N_{02}$ , играющая роль регуляризирующей добавки, исключающей сингулярные решения интегральных уравнений. Из сравнения выражений (13) и оптимального декоррелирующего фильтра в [2] следует, что величина  $N_{02}$  определяет предел декорреляции наблюдения и равна спектральной плотности мощности шумов каскада, стоящего перед квадратичным детектором.

Спектр сигнала, пропущенный через фильтры с АЧХ (12) и (13) обозначим  $\dot{U}_W(j2\pi f)$ . Тогда выражение (11) можно записать в виде (учтена теорема Парсеваля-Лапласа)

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_W(j2\pi f)|^2 df = \frac{1}{T} \int_0^T u_W^2(t) dt, \tag{14}$$

где  $u_W(t)$  – наблюдение на выходе фильтров с АЧХ вида (12) и (13), а выражение (14) описывает его среднюю мощность;

$$|\dot{U}_W(j2\pi f)|^2 = \left| \dot{K}_{inv2}(j2\pi f) \dot{K}_{W1}(j2\pi f, \hat{\lambda}) \dot{U}(j2\pi f) \right|^2 \tag{15}$$

– периодограмма наблюдения на выходе инверсного и обесцараживающего фильтров.

Аналогично доказываем, что выражение (8) сводится к виду

$$\begin{aligned}
\hat{\sigma}_s^2 &= S_0(\hat{\lambda}) \Delta F_S(\hat{\lambda}) = \\
&= T^{-1} \int_0^T u_W^2(t) dt - N_{01} \Delta F_S(\hat{\lambda}) - N_{02} \Delta F(\hat{\lambda}) = \\
&= \hat{\sigma}_u^2 - \sigma_{n1}^2 - \sigma_{n2}^2,
\end{aligned} \tag{16}$$

где

$$2\Delta F(\hat{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|^2}{\left[ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right]^2} df ;$$

$\sigma_{n1}^2$  и  $\sigma_{n2}^2$  – дисперсии внутренних шумов радиометра после первого и второго каскадов приемника.

**Синтез структурной схемы.** Алгоритму (16) соответствуют следующие оптимальные операции, которые необходимо выполнить над принятым наблюдением: инверсная фильтрация, обеление, квадратичное детектирование, интегрирование и вычитание мощности шумов приемника.

Структура оптимального радиометра представлена на рис. 2. Отметим, что часть уравнения наблюдения, включающая в себя антенну, сумматоры и коэффициенты усиления входного тракта радиометра описывает только математическую модель наблюдения. Реальный радиометр содержит антенну и додетекторную часть с результирующей передаточной характеристикой

$$\dot{K}(j2\pi f) = \dot{K}_1(j2\pi f) \dot{K}_2(j2\pi f).$$

Рассмотрим работу схемы. Сигнал с выхода антенны  $s(t, \vec{\lambda})$  проходит через входные цепи радиометра, где смешивается с их внутренними шумами. Далее, через фильтры с АЧХ вида (12) и (13), наблюдение поступает на квадратичный детектор и интегратор после которого формируется суммарная мощность полезного сигнала и шумов приемника. Последние компенсируются в вычитающем устройстве. На выходе радиометра получаем оценку мощности полезного сигнала однозначно связанную с антенной температурой формулой Найквиста.

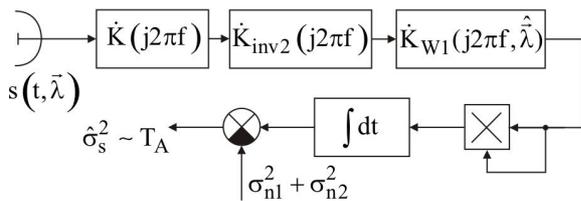


Рис. 2. Структурная схема оптимального (компенсационного) радиометра

### Пределная погрешность измерений

Пределные погрешности измерений получим обращением информационной матрицы Фишера

$$\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\partial^2 \ln P[u(t) | \vec{\lambda}]}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\rangle. \quad (17)$$

Повторным дифференцированием и усреднением выражения (4) получим

$$\Phi_{\mu\nu} = - \frac{T}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} G_R(j2\pi f, \hat{\lambda}) \right] \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\nu} G_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) \right] df.$$

Найдем элементы матрицы Фишера

$$\Phi_{\mu\nu} = \frac{T}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] \frac{\partial}{\partial \lambda_\nu} \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] \times \\ \times |\dot{K}_1(j2\pi f)|^4 \left\{ \left[ S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right] |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} \right\}^{-2} df.$$

Если оценке подлежит один параметр, то

$$\Phi_{\mu\nu} = |\lambda_\mu = \lambda_\nu| = \Phi_{\mu\mu} = T \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} \ln \left( S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right) \right]^2 \Delta F,$$

где  $2\Delta F = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}_1(j2\pi f)|^4}{\left[ |\dot{K}_1(j2\pi f)|^2 + N_{02} / \left( S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right) \right]^2} df$

– ширина (двухсторонняя) полосы пропускания системы, измеряемая после обеляющего фильтра.

Тогда предельная дисперсия измерения одного параметра

$$\sigma_\lambda^2 = \left( S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right)^2 \left\{ T \Delta F \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} \left( S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right) \right]^2 \right\}^{-1}. \quad (18)$$

Для реальных систем с частотной характеристикой расположений в области положительных частот выражение (18) примет вид

$$\sigma_\lambda^2 = 2 \left( S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right)^2 \left\{ T \dot{I}_f \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} \left( S_0(\hat{\lambda}) + N_{01} \right) \right]^2 \right\}^{-1}, \quad (19)$$

где  $\dot{I}_f = \Delta F / 2$  – ширина односторонней полосы пропускания частотной характеристики радиометра.

### Заключение

Решена задача оценки параметров сигналов в радиометре с двухкаскадным входным трактом. Показано, что оптимальный алгоритм содержит операции инверсной фильтрации, декорреляции, квадратичного детектирования, интегрирования и вычитания мощности внутренних шумов радиометра. Важным результатом, полученным в процессе решения оптимизационной задачи, является обоснование физической сущности и величины регуляризирующей добавки, используемой в работах [1-6]. Показано, что эта добавка равна шуму последнего каскада входной цепи радиометра перед квадратичным детектором.

Рассчитаны элементы матрицы Фишера и на их основе получена предельная погрешность оценки параметра, зависящая от времени наблюдения, полосы частот входного тракта радиометра с учетом инверсной фильтрации и декорреляции, а также соотношения сигнал/шум.

## Литература

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

2. Павликов, В.В. Статистический синтез оптимального радиометрического приемника компенсационного типа [Текст] / В.В. Павликов // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2011. – Вып. 4. – С. 19–24.

3. Павликов, В.В. Статистический синтез оптимальной структуры сверхширокополосного радиометра модуляционно-компенсационного типа [Текст] / В.В. Павликов // Журнал Физические основы приборостроения. – 2011. – С. 40–45.

4. Волосяк, В.К. Оценка параметров сигналов в сверхширокополосных радиометрических системах

модуляционного типа с флуктуирующим коэффициентом усиления входного тракта [Текст] / В.К. Волосяк, В.В. Павликов, С.С. Жила // Сборник трудов Четвертого Международного Радиоэлектронного Форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», Харьков, Украина, 18–21 октября 2011 г. – С. 237–240.

5. Волосяк, В.К. Оптимальная оценка пеленга точечного источника шумового радиоизлучения в двухантенном радиометре [Текст] / В.К. Волосяк, В.В. Павликов, И.А. Якущенко // Системы управления, навигации та зв'язку. – 2012. – Вып. 1(21). – С. 42–49.

6. Павликов, В.В. Оптимальная оценка яркостной температуры объектов в двухантенном радиометре [Текст] / В.В. Павликов // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2012. – Вып. 1(7). – С. 73–79.

Поступила в редакцию 10.09.2012

**Рецензент:** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры приема, передачи и обработки сигналов В.В. Лукин, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е.Жуковского «ХАИ», Харьков.

### ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ У РАДІОМЕТРІ З ДВОКАСКАДНИМ ВХІДНИМ ТРАКТОМ

*В.К. Волосяк, В.В. Павліков, С.С. Жила*

Вирішується задача оцінки параметрів сигналів у радіометрі з двокаскадним входним трактом та розробляється відповідна структурна схема алгоритму, яка містить операції інверсної фільтрації, декореляції, квадратичного детектування, інтегрування та компенсації внутрішніх шумів радіометра. Визначається фізичний зміст та величина регуляризувальної добавки, яка використовується в рівнянні спостереження при постановці задачі статистичного синтезу радіометричних систем. На основі матриці Фішера розраховуються граничні похибки оцінки параметрів.

**Ключові слова:** оптимальний радіометр, регуляризувальна добавка, інверсна фільтрація, декорелюючий фільтр, граничні похибки оцінок параметрів.

### ESTIMATION OF SIGNAL PARAMETERS IN RADIOMETER WITH TWO-STAGE INPUT SECTION

*V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov, S.S. Zhyla*

Estimation of signal parameters in radiometer with two-stage input section is being solved and corresponding block diagram of algorithm which contains operations of inverse filtration, decorrelation, square detection, integration and compensation of radiometer inner noises is being developed. Physical meaning and value of regularizing addition which apply in observation equation during problem definition of radiometric systems statistical synthesis are being determined. On basis of Fisher matrix limit errors of estimations parameters are calculated.

**Key words:** optimal radiometer, regularizing addition, inverse filtration, decorrelation filter, limit errors of estimations parameters.

**Волосяк Валерій Константинович** – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е.Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: valeriy\_volosyuk@mail.ru.

**Павликов Владимир Владимирович** – кандидат технических наук, докторант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е.Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: pavlikov\_kharkov@mail.ru.

**Жила Семён Сергеевич** – аспирант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е.Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: zhyla@email.ua.